

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-022813

(43)Date of publication of application : 23.01.2002

(51)Int.Cl.

G01R 31/34  
H02P 21/00

(21)Application number : 2000-212896

(71)Applicant : YASKAWA ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 13.07.2000

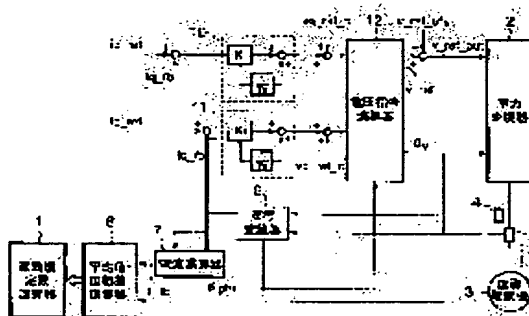
(72)Inventor : FUJII SHUICHI  
IURA HIDEAKI  
IDE KOZO  
YUKIHIRA YOSHIAKI

## (54) MEASURING METHOD FOR MOTOR CONSTANT OF INDUCTION MOTOR

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a measuring method, for the motor constant of an induction motor, wherein the constant of the induction motor can be tuned with high accuracy even in a state that a load is coupled to the induction motor and a computing operation used to realize a measuring and computing method is simple.

**SOLUTION:** A power output phase  $\theta_v$  is set at a preset arbitrary phase. When a current is made to flow, a current command is input in a state that a proportional-plus-integral controller 13 is effective, and the induction motor is operated. After the induction motor is electrified for a prescribed time, the gain of the controller 13 is set at 0. An integrated value is kept constant, and a voltage command value and a current command value are measured in a state that the voltage command value is fixed. The measurement of a  $k$  value is performed regarding currents having two kinds of magnitudes, and a primary resistance value (or a line-to-line resistance value) is found on the basis of an inclination at this time.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision]

BEST AVAILABLE COPY

of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

\* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any  
damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

---

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1] d shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to consider the current detection value of the current command of d shaft component of the primary current of a motor, and d shaft component as an input, and to make both deflection into zero, The 1st adder which adds the output of this proportional-plus-integral control machine, and d shaft auxiliary voltage command value of arbitration, and acquires d shaft electrical-potential-difference command value, q shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to consider the current detection value of the current command of q shaft component of the primary current of a motor, and q shaft component as an input, and to make both deflection into zero, The 2nd adder which adds the output of this proportional-plus-integral control machine, and q shaft auxiliary voltage command value of arbitration, and acquires q shaft electrical-potential-difference command value, Magnitude  $v_{ref}$  of an electrical-potential-difference command and electrical-potential-difference phase  $\theta_{av}$  are calculated from d shaft electrical-potential-difference command value and q shaft electrical-potential-difference command value. It has the power converter which changes and outputs a direct current to the three-phase alternating current based on the magnitude of an electrical-potential-difference command, and the phase of an electrical-potential-difference command. Control by changing and treating a motor to the equal circuit of three phase Y (star) connection. It is the motor constant measuring method of the induction motor in the vector control equipment of a motor. d shaft current command value  $i_{d\_ref1}$  of constant value and q shaft current command value  $i_{q\_ref1}$  which were beforehand set as arbitration are given as 1st command value. Give both d shaft auxiliary voltage command value  $v_{d\_ref\_c}$  and q shaft auxiliary voltage command value  $v_{q\_ref\_c}$  as zero, and said vector control equipment is operated. After it makes proportional gain of the example integral control machine of d axial ratio, and proportional gain of the example integral control machine of q axial ratio into zero after the 1st set up beforehand carries out time amount progress, and the 2nd beforehand set up from this time of day carries out time amount progress, it is the electrical-potential-difference command [several 1] from d shaft electrical-potential-difference command  $v_{d\_ref}$  and q shaft electrical-potential-difference command  $v_{q\_ref}$ .

$$v_{ref} = \sqrt{(v_{d\_ref}^2 + v_{q\_ref}^2)}$$

It creates and is a current detection value [several 2] from d shaft current detection value  $i_{d\_fb}$  and q shaft current detection value  $i_{q\_fb}$ .

$$i_{fb} = \sqrt{(i_{d\_fb}^2 + i_{q\_fb}^2)}$$

Create and the average value of  $v_{ref}$  and the average value of  $i_{fb}$  which were recorded in the time amount of the arbitration within this 2nd time amount are made into 1st data  $v_{ref1}$  and  $i_{fb1}$ . Next, return the gain of said both proportional-plus-integral control machine to the original value, and d shaft current command value  $i_{dref2}$  of constant value and q shaft current command value  $i_{qref2}$  which were beforehand set as arbitration are given as 2nd command value. Give both d shaft auxiliary voltage command value  $v_{drefc}$  and q shaft auxiliary voltage command value  $v_{qrefc}$  as zero, and said vector control equipment is operated. After the 1st set up beforehand carries out setup-time progress, proportional gain of d shaft current proportional-plus-integral control machine and proportional gain of q shaft current proportional-plus-integral control machine are made into zero. It is [Equation 3] about primary resistance of a motor considering the average value of  $v_{ref}$  and the average value of  $i_{fb}$  which were recorded in the time amount of the arbitration within this 2nd time amount after the 2nd beforehand set up from this time of day carried out time amount progress as 2nd data  $v_{ref2}$  and  $i_{fb2}$ .

$$R1 = \{(v_{ref2} - v_{ref1}) / \sqrt{3}\} / (i_{fb2} - i_{fb1})$$

The motor constant measuring method of an induction motor which asks more and calculates the resistance between lines of a motor from  $RL-L=2$  and  $R1$ .

[Claim 2] After the 1st carries out time amount progress, the output of the proportional gain of d shaft current proportional-plus-integral control machine, integral gain, and d shaft current proportional-plus-integral control machine is made into zero at the same time it makes the output of d shaft current proportional-plus-integral control machine into d shaft auxiliary voltage command value. Perform similarly actuation after said 1st time amount progress by making the output of the proportional gain of q shaft current proportional-plus-integral control machine, integral gain, and q shaft current proportional-plus-integral control machine into zero at the same time it makes the output of q shaft current proportional-plus-integral control machine into q shaft auxiliary voltage command value. The motor constant measuring method of an induction motor according to claim 1.

[Claim 3] The motor constant measuring method of an induction motor according to claim 1 or 2 which makes d shaft current command value and q shaft current command value which were beforehand set as arbitration, and which are a command value of constant value three or more kinds of level, and calculates the average of the value of the primary resistance for which it asked in each section as primary resistance.

[Claim 4] d shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to input the current detection value of the current command of d shaft component of the primary current of a motor, and d shaft component, and to make both deflection into zero, The 1st adder which adds the output of this proportional-plus-integral control machine, and d shaft auxiliary voltage command value of arbitration, and acquires d shaft electrical-potential-difference command value, q shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to consider the current detection value of the current command of q shaft component of the primary current of a motor, and q shaft component as an input, and to make both deflection into zero, The 2nd adder which adds the output of this proportional-plus-integral control machine, and q shaft auxiliary voltage command value of arbitration, and acquires q shaft electrical-potential-difference command value, Magnitude  $v_{ref}$  of an electrical-potential-difference command and electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  are calculated from d shaft electrical-potential-difference command value and q shaft electrical-potential-difference command value. It has the power converter which changes and outputs a direct current to the three-phase alternating current based on the magnitude of an electrical-potential-difference command, and the phase of an electrical-potential-difference command. Control by changing and treating a motor to the equal circuit of three phase Y (star) connection. It is the motor constant measuring method of the induction motor in the vector control equipment of a motor. The gain of said both proportional-plus-integral control machine, an output, d shaft auxiliary voltage command, and q shaft auxiliary voltage command are made into zero. Electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  is made into the fixed value of the arbitration set up beforehand. Magnitude  $v_{ref}$  of an electrical-potential-difference command It is the current value [several 4] in which it gives by  $v_{ref} = v_{amp}$

$\sin(2 \text{ and } \pi - fh - t)$  by setting the amplitude of  $1/10$  or more frequencies  $fh$  of the rated operation frequency of a motor, and an electrical potential difference to  $v_{amp}$ , and  $v_{amp}$  can be found from  $d$  shaft current detection value  $i_{d\_fb}$  and  $q$  shaft current detection value  $i_{q\_fb}$ .

$$i_{fb} = \sqrt{(i_{d\_fb}^2 + i_{q\_fb}^2)}$$

Degree adjustment of the  $v_{amp}$  is carried out supervising  $i_{fb}$  so that it may become the 1st current set point set as \*\*\*\* arbitration. After  $i_{fb}$  becomes said 1st current set point and going through the setup time of arbitration The phase of  $i_{fb\_ave1}$  and  $i_{fb}$  on the basis of  $v_{ref}$  is set to  $\theta_{dif1}$ . [ average / of the absolute value of magnitude  $v_{ref}$  of an electrical-potential-difference command ] [ average / of the absolute value of the magnitude of  $v_{ref\_ave1}$  and current detection value  $i_{fb}$  ] Next,  $v_{amp}$  is adjusted so that it may become the 2nd current set point set up beforehand. After [ said ] carrying out setup-time progress, the phase of  $i_{fb}$  [ average / of the absolute value of magnitude  $v_{ref}$  of an electrical-potential-difference command / average / of the absolute value of the magnitude of  $v_{ref\_ave2}$  and current detection value  $i_{fb}$  ] on the basis of  $i_{fb\_ave2}$  and  $v_{ref}$  is set to  $\theta_{dif2}$ , and it is [Equation 5].

$$Z_x = \{(v_{ref\_ave2} - v_{ref\_ave1}) / \sqrt{3}\} / (i_{fb\_ave2} - i_{fb\_ave1}), \quad \theta_{dif\_L} = (\theta_{dif1} + \theta_{dif2}) / 2$$

$$Z_{x\_r} = Z_x \cdot \cos \theta_{dif\_L}, \quad Z_{x\_i} = Z_x \cdot \sin \theta_{dif\_L}$$

The motor constant measuring method of an induction motor which calculates and asks secondary resistance of a motor for  $R2 = Z_{x\_r} - R1$  and leakage inductance as  $L = Z_{x\_i} / (2 \text{ and } \pi - fh)$  from these.

[Claim 5] Add direct-current-offset component  $v_{ref\_ofs}$  to an electrical-potential-difference command value, and the electrical-potential-difference command used as  $v_{ref} = v_{amp} - \sin(2 \text{ and } \pi - fh - t) + v_{ref\_ofs}$  is given. Remove a dc component and the signal of  $fh$  component inputs current detection value  $i_{fb}$  into the high-pass filter designed so that it could pass. It inputs into a high-pass filter with the same property as having used  $v_{ref}$  for  $i_{fb}$  similarly, newly using the output as  $i_{fb}$ . The motor constant measuring method of an induction motor according to claim 4 which asks for the secondary resistance  $R2$  and leakage inductance  $L$  of a motor using said operation expression, newly using the output as  $v_{ref}$ .

[Claim 6] Average  $v_{ref\_dc1}$  of electrical-potential-difference command  $v_{ref}$  before inputting into the high-pass filter in the 1st current set point and average  $i_{fb\_dc1}$  of current detection value  $i_{fb}$ , average  $v_{ref\_dc2}$  of electrical-potential-difference command  $v_{ref}$  before inputting into the high-pass filter in the 2nd current set point, and average  $i_{fb\_dc2}$  of current detection value  $i_{fb}$  are used, and it is primary resistance [several 6].

$$R1 = \{(v_{ref\_dc2} - v_{ref\_dc1}) / \sqrt{3}\} / (i_{fb\_dc2} - i_{fb\_dc1})$$

The motor constant measuring method of an induction motor according to claim 5 which asks for the secondary resistance  $R2$  using eye \*\*\*\* and this primary resistance.

[Claim 7]  $d$  shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to input the current detection value of the current command of  $d$  shaft component of the primary current of a motor, and  $d$  shaft component, and to make both deflection into zero, The 1st adder which adds the output of this proportional-plus-integral control machine, and  $d$  shaft auxiliary voltage command value of arbitration, and acquires  $d$  shaft electrical-potential-difference command value,  $q$  shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to consider the current detection value of the current command of  $q$  shaft component of the primary current of a motor, and  $q$  shaft component as an input, and to make both deflection into zero, The 2nd adder which adds the output of this proportional-plus-integral control machine, and  $q$  shaft auxiliary voltage command value of arbitration, and acquires  $q$  shaft electrical-potential-difference command value, Magnitude  $v_{ref}$  of an electrical-potential-difference command and electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  are calculated from  $d$  shaft electrical-potential-difference command value and  $q$  shaft electrical-potential-difference command value. It has the power converter which changes and outputs a direct current to the three-phase alternating current based on the magnitude of an electrical-potential-difference command, and the phase of an electrical-potential-difference command. Control by changing and treating a motor to the

equal circuit of three phase Y (star) connection. It is the motor constant measuring method of the induction motor in the vector control equipment of a motor. The gain of said both proportional-plus-integral control machine, an output, d shaft auxiliary voltage command, and q shaft auxiliary voltage command are made into zero. Electrical-potential-difference phase thetav is made into the fixed value of the arbitration set up beforehand. Magnitude vref of an electrical-potential-difference command It is the current value [several 7] in which it gives by  $v_{ref} = v_{amp} \sin(2 \text{ and } \pi - t)$  by setting the amplitude of 1/5 or less frequency fl of the rated operation frequency of a motor, and an electrical potential difference to v<sub>amp</sub>, and v<sub>amp</sub> can be found from d shaft current detection value id<sub>fb</sub> and q shaft current detection value iq<sub>fb</sub>.

$$i_{fb} = \sqrt{(i_{d\_fb}^2 + i_{q\_fb}^2)}$$

It has the function which carries out degree adjustment of the v<sub>amp</sub> while supervising i<sub>fb</sub> so that it may become the 1st current set point set as \*\*\*\* arbitration. After i<sub>fb</sub> becomes said 1st current set point and going through the 1st setup time of arbitration The phase of i<sub>fb</sub> [ average / of the absolute value of magnitude v<sub>ref</sub> of an electrical-potential-difference command / average / of the absolute value of the magnitude of v<sub>ref\_ave3</sub> and current detection value i<sub>fb</sub> ] on the basis of i<sub>fb\_ave3</sub> and v<sub>ref</sub> is set to thetadif3. Next, v<sub>amp</sub> is adjusted so that it may become the 2nd current set point set up beforehand. After going through said 1st setup time, the phase of i<sub>fb</sub> [ average / of the absolute value of magnitude v<sub>ref</sub> of an electrical-potential-difference command / average / of the absolute value of the magnitude of v<sub>ref\_ave4</sub> and current detection value i<sub>fb</sub> ] on the basis of i<sub>fb\_ave4</sub> and v<sub>ref</sub> is set to thetadif4, and it is [Equation 8].

$$Z_{x2} = \{(v_{ref\_ave4} - v_{ref\_ave3}) / \sqrt{3}\} / (i_{fb\_ave4} - i_{fb\_ave3}), \quad \theta_{dif\_m} = (\theta_{dif3} + \theta_{dif4}) / 2$$

$$Z_{x\_r2} = Z_x \cdot \cos \theta_{dif\_m}$$

It calculates and is [Equation 9] about the mutual inductance of these to a motor.

$$M = \frac{R2}{2 \cdot \pi \cdot fl} \cdot \sqrt{\frac{Z_{x\_r2} - R1}{R1 + R2 - Z_{x\_r2}}}$$

The motor constant measuring method of an induction motor which ask by carrying out.

[Claim 8] Add direct-current-offset component v<sub>ref\_ofs</sub> to an electrical-potential-difference command value, and the electrical-potential-difference command used as v<sub>ref</sub>=v<sub>amp</sub>-sin(2 and pi-fl-t)+v<sub>ref\_ofs</sub> is given. Remove a dc component and the signal of fh component inputs current detection value i<sub>fb</sub> into the high-pass filter designed so that it could pass. It inputs into a high-pass filter with the same property as having used v<sub>ref</sub> for i<sub>fb</sub> similarly, newly using the output as i<sub>fb</sub>. The motor constant measuring method of an induction motor according to claim 7 which newly asks for mutual-inductance M of a motor using said operation expression by making the output into v<sub>ref</sub>.

[Claim 9] Average v<sub>ref\_dc1</sub> of electrical-potential-difference command v<sub>ref</sub> before inputting into the high-pass filter in the 1st current set point and average i<sub>fb\_dc1</sub> of current detection value i<sub>fb</sub>, average v<sub>ref\_dc2</sub> of electrical-potential-difference command v<sub>ref</sub> before inputting into the high-pass filter in the 2nd current set point, and average i<sub>fb\_dc2</sub> of current detection value i<sub>fb</sub> are used, and it is primary resistance [several 10].

$$R1 = \{(v_{ref\_dc2} - v_{ref\_dc1}) / \sqrt{3}\} / (i_{fb\_dc2} - i_{fb\_dc1})$$

The motor constant measuring method of an induction motor according to claim 8 which asks for the secondary resistance R2 using eye \*\*\*\* and this primary resistance.

[Claim 10] d shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to input the current detection value of the current command of d shaft component of the primary current of a motor, and d shaft component, and to make both deflection into zero, q shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to consider the current detection value of the current command of q shaft component of the primary current of a motor, and q shaft component as an input, and to make both deflection into zero, Magnitude v<sub>ref</sub> of an electrical-

potential-difference command and electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  are calculated from q shaft electrical-potential-difference command value which is the output of d shaft electrical-potential-difference command value which is the output of said d shaft current proportional-plus-integral control machine, and said q shaft current proportional-plus-integral control machine. It has the power converter which changes and outputs a direct current to the three-phase alternating current based on the magnitude of an electrical-potential-difference command, and the phase of an electrical-potential-difference command. As it operates in accordance with the rate command of arbitration, are the motor constant measuring method of the induction motor in the motor control unit which controls d shaft current command and q shaft current command, and the loaded condition of arbitration, and where a motor is operated at the rate of arbitration In the time of day of arbitration An output frequency  $f_{phi}$ , d shaft electrical-potential-difference command  $v_{d\_ref}$ , the base of q shaft electrical-potential-difference command  $v_{q\_ref}$ , d shaft current detection value  $i_{d\_fb}$ , q shaft current detection value  $i_{q\_fb}$ , and a motor -- electrical-potential-difference  $v_{base}$  and the base -- frequency  $f_{base}$ , the primary resistance  $R1$ , and leakage inductance  $L$  -- using -- [Equation 11]

$$V_{qq} = \frac{v_{q\_ref}}{\sqrt{3}} - R1 \cdot i_{q\_fb} - 2\pi \cdot f_{phi} \cdot L \cdot i_{d\_fb}$$

$$V_{dd} = \frac{v_{d\_ref}}{\sqrt{3}} - R1 \cdot i_{d\_fb} + 2\pi \cdot f_{phi} \cdot L \cdot i_{q\_fb}$$

$$Q = V_{qq} \cdot i_{d\_fb} - V_{dd} \cdot i_{q\_fb}$$

$$E = \sqrt{V_{qq}^2 + V_{dd}^2}$$

$$M = \frac{E^2}{2\pi \cdot f_{phi} \cdot Q}$$

$$I_0 = \frac{V_{base} / \sqrt{3}}{2\pi \cdot f_{base}(M + L)}$$

The motor constant measuring method of an induction motor which searches for either both mutual-inductance [ of a motor ]  $M$ , or the no-load current  $I_0$  by calculating.

[Claim 11] The current detector which is the motor control device which supplies the three-phase alternating current to an induction motor with an inverter, and performs adjustable-speed operation of this motor, and detects the current which flows the two phase or three phase of arbitration of an inverter output, Primary-current value  $i_{fb}$  of the primary-current detector obtained from the current command value of the primary current passed to a motor and the current value detected by this current detector is considered as an input. The proportional-plus-integral control machine which controls output voltage command value  $v_{ref}$  to make both deflection into zero, It has the power converter which outputs the three-phase alternating current based on electrical-potential-difference command value  $v_{ref}$  and voltage-output phase  $\theta_{tav}$ . It is the motor constant measuring method of the induction motor in the motor control unit which changes and treats a motor to the equal circuit of three phase Y (star) connection. Voltage-output phase  $\theta_{tav}$  considers as the phase of the arbitration set up beforehand, and current command value  $i_{ref1}$  of the constant value beforehand set as arbitration is given as 1st command value. After the 1st which said proportional-plus-integral control machine was operated, and was set up beforehand carries out time amount progress, After it makes proportional gain of said proportional-plus-integral control machine into zero and the 2nd beforehand set up from this time of day carries out time amount progress The average value of  $v_{ref}$  and the average value of  $i_{fb}$  which were recorded in the time amount of the arbitration within this 2nd time amount are made into 1st data  $v_{ref1}$  and  $i_{fb1}$ . Next, return the gain of said proportional-plus-integral control machine to the original value, and current command value  $i_{ref2}$  of the constant value beforehand set as arbitration is given as 2nd command value. After the 1st which said proportional-plus-integral control machine was operated, and was set up beforehand carries out time amount progress, After it makes proportional gain of said

proportional-plus-integral control machine into zero and the 2nd beforehand set up from this time of day carries out time amount progress The average value of  $v\_ref$  and the average value of  $i\_fb$  which were recorded in the time amount of the arbitration within this 2nd time amount are made into 2nd data  $v\_ref2$  and  $i\_fb2$ , and it is [Equation 12] about the primary resistance  $R1$  of a motor.

$$R1 = \{(v\_ref2 - v\_ref1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb2 - i\_fb1)$$

The motor constant measuring method of an induction motor which asks more and calculates the resistance between lines of a motor from  $RL-L=2$  and  $R1$ .

[Claim 12] The motor constant measuring method of an induction motor according to claim 11 which makes the current command value which is a command value of the constant value beforehand set as arbitration three or more kinds of level, and calculates the average of the value of the primary resistance for which it asked in each section as primary resistance.

[Claim 13] The motor constant measuring method of an induction motor according to claim 11 which calculates current command value  $v\_ref0$  in case current detection value  $i\_fb$  is zero from the linear equation obtained from value  $v\_ref1$ ,  $i\_fb1$ ,  $v\_ref2$ , and  $i\_fb2$  which were measured, and is made into an electrical-potential-difference offset value.

[Claim 14] The current detector which is the motor control device which supplies the three-phase alternating current to an induction motor with an inverter, and performs adjustable-speed operation of this motor, and was formed in the two phase or three phase of arbitration of an inverter output, The proportional-plus-integral control machine which controls output voltage command value  $v\_ref$  to input primary-current value  $i\_fb$  of the primary-current detector obtained from the current command value of the primary current passed to a motor, and the current value detected by this current detector, and to make both deflection into zero, It has the power converter which outputs the three-phase alternating current based on electrical-potential-difference command value  $v\_ref$  and voltage-output phase  $\theta$ . It is the motor constant measuring method of the induction motor in the motor control unit which changes and treats a motor to the equal circuit of three phase Y (star) connection. Electrical-potential-difference phase  $\theta$  is made into the fixed value of the arbitration set up beforehand. Magnitude  $vref$  of an electrical-potential-difference command It gives by  $v\_ref = v\_amp \cdot \sin(2, \pi - fh1, \text{and } t)$  by setting the amplitude of 1/10 or more frequencies  $fh1$  of an operation frequency, and an electrical potential difference to  $v\_amp$ . the base of a motor -- Degree adjustment of the  $v\_amp$  is carried out supervising  $i\_fb$  so that it may become the current set point with which current detection value  $i\_fb$  was beforehand set as arbitration. After  $i\_fb$  becomes said current set point and going through the setup time of arbitration The phase of  $i\_fb$  [ average / of the absolute value of magnitude  $v\_ref$  of an electrical-potential-difference command / average / of the absolute value of the magnitude of  $v\_ref\_ave1$  and current detection value  $i\_fb$  ] on the basis of  $i\_fb\_ave1$  and  $v\_ref$  is set to  $\theta_{dif1}$ . It considers as a frequency  $fh2$  which is different in  $fh1$  by 1/10 or more [ of an operation frequency ]. next, a frequency -- the base of a motor -- After adjusting  $v\_amp$  so that it may become said current set point, and going through said setup time The phase of  $i\_fb$  [ average / of the absolute value of magnitude  $v\_ref$  of an electrical-potential-difference command / average / of the absolute value of the magnitude of  $v\_ref\_ave2$  and current detection value  $i\_fb$  ] on the basis of  $i\_fb\_ave2$  and  $v\_ref$  is set to  $\theta_{dif2}$ , and it is [Equation 13].

$$Zx1 = (v\_ref\_ave1 / \sqrt{3}) / (i\_fb\_ave1), \quad Zx2 = (v\_ref\_ave2 / \sqrt{3}) / (i\_fb\_ave2)$$

$$Zxr1 = Zx1 \cdot \cos \theta_{dif\_L}, \quad Zxr2 = Zx2 \cdot \cos \theta_{dif\_2},$$

$$Zxi1 = Zx1 \cdot \sin \theta_{dif\_L}, \quad Zxi2 = Zx2 \cdot \sin \theta_{dif\_2}$$

Calculate and the value of  $Zxr$  in case a frequency  $fh$  is  $fh1$  and  $fh2 / (fh1 + fh2)$  is calculated from the linear equation obtained using  $Zxr2$  at the time of  $Zxr1$  and the frequency  $fh2$  at the time of a frequency  $fh1$ . It asks for secondary resistance of a motor by  $R2 = Zxr - R1$  using the primary resistance  $R1$  of this and a motor. Moreover, the motor constant measuring method of an induction motor which asks for leakage inductance from  $L = Zxi / (2 \text{ and } \pi - fh\_1)$  when the

frequency of the higher one of fh1 and fh2 is set to fh\_1 and the value of Zxi at this time is set to Zxi.

[Claim 15] Electrical-potential-difference offset value v\_ref0 calculated by the approach according to claim 13 is used, and it is [Equation 14].

$$Zx1 = (v\_ref\_ave1 / \sqrt{3} - v\_ref0) / (i\_fb\_ave1).$$

$$Zx2 = (v\_ref\_ave2 / \sqrt{3} - v\_ref0) / (i\_fb\_ave2)$$

The motor constant measuring method of an induction motor according to claim 14 which asks for the secondary resistance R2 and leakage inductance L of a motor by carrying out.

[Claim 16] The power converter which is the motor control unit which supplies the three-phase alternating current to an induction motor with an inverter, and performs adjustable-speed operation of this induction motor, and outputs the three-phase alternating current based on output voltage command value v\_ref and voltage-output phase thetav, It is the motor constant measuring method of the induction motor in the motor control unit which considers as an input the primary-current detection value i1 acquired from the current value which has the current detector which detects the primary current which flows to this induction motor, and was detected with this current detector. Make the equal circuit per one phase of an induction motor into a T-1 mold equal circuit, and electrical-potential-difference phase thetav is made into the fixed value of the arbitration set up beforehand. It is [Equation 15] about the current im which flows to mutual-inductance M using the primary resistance R1 and the secondary resistance R2 which gave predetermined constant value as electrical-potential-difference command v\_ref, read the primary-current detection value i1 which flows to an induction motor, and were given by said primary-current value i1 and another means on this occasion.

$$\hat{i}_m = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \cdot i1 - \frac{v\_ref}{R2}$$

It is alike, presumes more and is this current estimate [outside 1].

$$\hat{i}_m(t)$$

From a \*\*\*\*\* wave to a time constant [outside 2]

$$\hat{\tau}_{im}$$

It is [Equation 16] about eye \*\*\*\* and mutual-inductance M.

$$M = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot \hat{\tau}_{im}$$

The motor constant measuring method of an induction motor which is boiled and is searched for more.

[Claim 17] Mutual-inductance M or a time constant [outside 3]

$$\hat{\tau}_{im}$$

And the motor constant measuring method of an induction motor according to claim 16 which searches for the no-load current I0 using the rated voltage Vrate given as the primary resistance R1 given by another means, leakage inductance L, the secondary resistance R2, and rating of a motor, rated frequency frate, and said mutual-inductance M.

[Claim 18] The power converter which is the motor control unit which supplies the three-phase alternating current to an induction motor with an inverter, and performs adjustable-speed operation of this induction motor, and outputs the three-phase alternating current based on output voltage command value v\_ref and voltage-output phase thetav, It is the motor constant measuring method of the induction motor in the motor control unit which considers as an input the primary-current detection value i1 acquired from the current value which has the current detector which detects the primary current which flows to this induction motor, and was detected with this current detector. Make the equal circuit per one phase of an induction motor into a T-1 mold equal circuit, and electrical-potential-difference phase thetav is made into the



fixed value of the arbitration set up beforehand. It is [External Character 4] about the value when being completed as constant value by the primary-current value  $i_1$ , when predetermined constant value is given as electrical-potential-difference command  $v_{ref}$ , and the primary-current detection value  $i_1$  which flows to an induction motor in this case is read and electrical-potential-difference command  $v_{ref}$  is given.

$i_{1\infty}$

It is [Equation 17] about the current  $i_m$  which flows to mutual-inductance  $M$  using the primary resistance  $R_1$  and the secondary resistance  $R_2$  which were given by said primary-current value  $i_1$  and another means when it carries out.

$$\hat{i}_m = i_1 - \frac{R_1}{R_2}(i_{1\infty} - i_1)$$

It is alike, presumes more and is this current estimate [outside 5].

$\hat{i}_m(t)$

From a \*\*\*\*\* wave to a time constant [outside 6]

$\hat{\tau}_{im}$

It is [Equation 18] about eye \*\*\*\* and mutual-inductance  $M$ .

$$M = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \hat{\tau}_{im}$$

The motor constant measuring method of an induction motor which is boiled and is searched for more.

[Claim 19] Mutual-inductance  $M$  or the time constant [outside 7] for which it asked

$\hat{\tau}_{im}$

And the motor constant measuring method of an induction motor according to claim 18 which searches for the no-load current  $I_0$  using the rated voltage  $V_{rate}$  given as the primary resistance  $R_1$  given by another means, leakage inductance  $L$ , the secondary resistance  $R_2$ , and rating of a motor, rated frequency  $f_{rate}$ , and said mutual-inductance  $M$ .

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

## DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the approach of measuring the motor constant of an induction motor.

[0002]

[Description of the Prior Art] There are some which built into the control software of an inverter

the approach of performing coil resistance measurement as shown in JEC-37, a lock test, and a no-load test as a conventional technique, and asking for a motor constant (conventional example 1). Moreover, there is JP,7-55899,A as an approach of tuning up the constant of an induction motor in the condition [ having suspended the induction motor ] (conventional example 2). By this approach, the single-phase alternative current was supplied to the induction motor, the fourier expansion into series of d shaft current detection value or the q shaft current detection value was carried out, and it was asking for the constant of an induction motor. Here, d-q axial seat labels are rotational coordinates rotated at the same rate as the rotating magnetic field of a motor.

[0003]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] By the approach shown in the conventional example 1, the activity of discharge of immobilization of the rotator of an induction motor and immobilization is required between a lock test and a no-load current trial, and there is a field which has not been turned to in automatic meter reading by inverter drive. Moreover, in a no-load current trial, when it was necessary to operate with an induction motor simple substance and the load was already combined, the activity of once making it a separation motor simple substance was needed, and there was a problem that effectiveness was bad.

[0004] Moreover, in the conventional example 2, the single-phase alternative current was impressed, since it was asking using the fourier expansion into series, software became complicated, the processing time of software became long, and there was a problem that software took big storage capacity.

[0005] Therefore, the purpose of this invention is offering the motor constant measuring method of an induction motor with the easy operation for it possible [ tuning up the constant of an induction motor with high precision, also where a load is combined with an induction motor ].

[0006]

[Means for Solving the Problem] d shaft current proportional-plus-integral control machine controlled for this invention to divide the motor primary current into a magnetic-flux component (d shaft component) and a torque component (q shaft component), to consider the current detection value of the current command of d shaft component, and d shaft component as an input, and to make both deflection into zero, The 1st adder which adds the output of this proportional-plus-integral control machine, and d shaft auxiliary voltage command value of arbitration, and acquires d shaft electrical-potential-difference command value, q shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to consider the current detection value of the current command of q shaft component, and q shaft component as an input, and to make both deflection into zero, The 2nd adder which adds the output of this proportional-plus-integral control machine, and q shaft auxiliary voltage command value of arbitration, and acquires q shaft electrical-potential-difference command value, Magnitude  $v_{ref}$  of an electrical-potential-difference command and electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  are calculated from d shaft electrical-potential-difference command value and q shaft electrical-potential-difference command value. In the vector control equipment of a motor which has the power converter which changes and outputs a direct current to the three-phase alternating current based on the magnitude of an electrical-potential-difference command, and the phase of an electrical-potential-difference command, and is controlled by changing and treating a motor to the equal circuit of three phase Y (star) connection d shaft current command value  $i_{d\_ref1}$  of constant value and q shaft current command value  $i_{q\_ref1}$  which were beforehand set as arbitration are given as 1st command value. Give both d shaft auxiliary voltage command value  $v_{d\_ref\_c}$  and q shaft auxiliary voltage command value  $v_{q\_ref\_c}$  as zero, and said vector control equipment is operated. After it makes proportional gain of the example integral control machine of d axial ratio, and proportional gain of the example integral control machine of q axial ratio into zero after the 1st set up beforehand carries out time amount progress, and the 2nd beforehand set up from this time of day carries out time amount progress, it is the electrical-potential-difference command [0007] from d shaft electrical-potential-difference command  $v_{d\_ref}$  and q shaft electrical-potential-difference command  $v_{q\_ref}$ .

[Equation 19]

$$v\_ref = \sqrt{(vd\_ref^2 + vq\_ref^2)}$$

[0008] It creates and is a current detection value [0009] from d shaft current detection value  $id\_fb$  and q shaft current detection value  $iq\_fb$ .

[Equation 20]

$$i\_fb = \sqrt{(id\_fb^2 + iq\_fb^2)}$$

[0010] Create and the average value of  $v\_ref$  and the average value of  $i\_fb$  which were recorded in the time amount of the arbitration within this 2nd time amount are made into 1st data  $v\_ref1$  and  $i\_fb1$ . Next, return the gain of said both proportional-plus-integral control machine to the original value, and d shaft current command value  $id\_ref2$  of constant value and q shaft current command value  $iq\_ref2$  which were beforehand set as arbitration are given as 22nd command value. Give both d shaft auxiliary voltage command value  $vd\_ref\_c$  and q shaft auxiliary voltage command value  $vq\_ref\_c$  as zero, and said vector control equipment is operated. After the 1st set up beforehand carries out setup-time progress, proportional gain of d shaft current proportional-plus-integral control machine and proportional gain of q shaft current proportional-plus-integral control machine are made into zero. It is primary resistance of a motor considering the average value of  $v\_ref$  and the average value of  $i\_fb$  which were recorded in the time amount of the arbitration within this 2nd time amount after the 2nd beforehand set up from this time of day carried out time amount progress as 2nd data  $v\_ref2$  and  $i\_fb2$  [0011]

[Equation 21]

$$R1 = \{(v\_ref2 - v\_ref1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb2 - i\_fb1)$$

[0012] It asks more and the resistance between lines of a motor is calculated from  $RL-L=2$  and  $R1$ .

[0013] Or the gain of a proportional-plus-integral control machine, an output, d shaft auxiliary voltage command, and q shaft auxiliary voltage command are made into zero. Electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  is made into the fixed value of the arbitration set up beforehand. Magnitude  $v_{ref}$  of an electrical-potential-difference command It gives by  $v\_ref = v_{amp} \cdot \sin(2 \text{ and } \pi - f_h - t)$  by setting the amplitude of 1/10 or more suitable frequencies  $f_h$  of the rated operation frequency of the motor of a motor, and an electrical potential difference to  $v_{amp}$ .  $v_{amp}$  is the current value [0014] which can be found from d shaft current detection value  $id\_fb$  and q shaft current detection value  $iq\_fb$ .

[Equation 22]

$$i\_fb = \sqrt{(id\_fb^2 + iq\_fb^2)}$$

[0015] Degree adjustment of the  $v_{amp}$  is carried out supervising  $i\_fb$  so that it may become the current set point set as \*\*\*\* arbitration. After  $i\_fb$  becomes said current set point and going through the setup time of arbitration The phase of  $i\_fb\_ave1$  and  $i\_fb$  on the basis of  $v\_ref$  is set to  $\theta_{dif1}$ . [ average / of the absolute value of magnitude  $v\_ref$  of an electrical-potential-difference command ] [ average / of the absolute value of the magnitude of  $v\_ref\_ave1$  and current detection value  $i\_fb$  ] Next,  $v_{amp}$  is adjusted so that it may become the 4th current set point set up beforehand. After [ said ] carrying out setup-time progress, the phase of  $i\_fb$  [ average / of the absolute value of magnitude  $v\_ref$  of an electrical-potential-difference command / average / of the absolute value of the magnitude of  $v\_ref\_ave2$  and current detection value  $i\_fb$  ] on the basis of  $i\_fb\_ave2$  and  $v\_ref$  is set to  $\theta_{dif2}$ , and it is [0016].

[Equation 23]

$$Zx = \{(v\_ref\_ave2 - v\_ref\_ave1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave2 - i\_fb\_ave1), \quad \theta_{dif\_L} = (\theta_{dif1} + \theta_{dif2}) / 2$$

$$Zx\_r = Zx \cdot \cos \theta_{dif\_L}, \quad Zx\_i = Zx \cdot \sin \theta_{dif\_L}$$

[0017] It calculates and secondary resistance of a motor is asked for  $R2 = Zx\_r - R1$  and leakage inductance as  $L = Zx\_i / (2 \text{ and } \pi - f_h)$  from these.

[0018] Or the gain of a proportional-plus-integral control machine, an output, d shaft auxiliary voltage command, and q shaft auxiliary voltage command are made into zero. Electrical-

potential-difference phase  $\theta_{\text{tav}}$  is made into the fixed value of the arbitration set up beforehand. Magnitude  $v_{\text{ref}}$  of an electrical-potential-difference command is the current value [0019] in which it gives by  $v_{\text{ref}} = v_{\text{amp}} \sin(2\pi f_1 t)$  by setting the amplitude of  $1/5$  or less suitable frequency  $f_1$  of the rated operation frequency of the motor of a motor, and an electrical potential difference to  $v_{\text{amp}}$ , and  $v_{\text{amp}}$  can be found from d shaft current detection value  $i_{\text{d\_fb}}$  and q shaft current detection value  $i_{\text{q\_fb}}$ .

[Equation 24]

$$i_{\text{fb}} = \sqrt{(i_{\text{d\_fb}}^2 + i_{\text{q\_fb}}^2)}$$

[0020] Degree adjustment of the  $v_{\text{amp}}$  is carried out supervising  $i_{\text{fb}}$  so that it may become the 1st current set point set as \*\*\*\* arbitration. After  $i_{\text{fb}}$  becomes said 1st current set point and going through the 1st setup time of arbitration The phase of  $i_{\text{fb\_ave3}}$  and  $i_{\text{fb}}$  on the basis of  $v_{\text{ref}}$  is set to  $\theta_{\text{dif3}}$ . [ average / of the absolute value of magnitude  $v_{\text{ref}}$  of an electrical-potential-difference command ] [ average / of the absolute value of the magnitude of  $v_{\text{ref\_ave3}}$  and current detection value  $i_{\text{fb}}$  ] Next,  $v_{\text{amp}}$  is adjusted so that it may become the 2nd current set point set up beforehand. After going through the 2nd setup time of arbitration, the phase of  $i_{\text{fb}}$  [ average / of the absolute value of average  $v_{\text{ref\_ave4}}$  of the absolute value of magnitude  $v_{\text{ref}}$  of an electrical-potential-difference command and the magnitude of current detection value  $i_{\text{fb}}$  ] on the basis of  $i_{\text{fb\_ave4}}$  and  $v_{\text{ref}}$  is set to  $\theta_{\text{dif4}}$ , and it is [0021].

[Equation 25]

$$Z_{\text{x2}} = \{ (v_{\text{ref\_ave4}} - v_{\text{ref\_ave3}}) / \sqrt{3} \} / (i_{\text{fb\_ave4}} - i_{\text{fb\_ave3}}), \quad \theta_{\text{dif\_m}} = (\theta_{\text{dif3}} + \theta_{\text{dif4}}) / 2$$

$$Z_{\text{x\_r2}} = Z_{\text{x}} \cdot \cos \theta_{\text{dif\_m}}$$

[0022] It calculates and is the mutual inductance of these to a motor [0023]

[Equation 26]

$$M = \frac{R_2}{2 \cdot \pi \cdot f_1} \cdot \sqrt{\frac{Z_{\text{x\_r2}} - R_1}{R_1 + R_2 - Z_{\text{x\_r2}}}}$$

[0024] It asks by carrying out.

[0025] Moreover, the current detector which is the motor control device which this invention supplies the three-phase alternating current to an induction motor with an inverter, and performs adjustable-speed operation of this motor, and detects the current which flows the two phase or three phase of arbitration of an inverter output, Primary-current value  $i_{\text{fb}}$  of the primary-current detector obtained from the current command value of the primary current passed to a motor and the current value detected by this current detector is considered as an input. The proportional-plus-integral control machine which controls output voltage command value  $v_{\text{ref}}$  to make both deflection into zero, It has the power converter which outputs the three-phase alternating current based on electrical-potential-difference command value  $v_{\text{ref}}$  and voltage-output phase  $\theta_{\text{tav}}$ . Are the motor constant measuring method of the induction motor in the motor control unit which changes and treats a motor to the equal circuit of three phase Y (star) connection, voltage-output phase  $\theta_{\text{tav}}$  considers as the phase of the arbitration set up beforehand, and it faces passing a current. By inputting a current command, operating, where a current limiter is confirmed first, and setting gain of this current limiter to 0 after predetermined time amount energization Where an electrical-potential-difference command value is fixed by keeping an integral value constant, a current command value and a current detection value are measured,  $k$  is measured about the current of two kinds of magnitude, and primary resistance (or resistance between lines) is calculated from the inclination at that time. [0026] Moreover, make electrical-potential-difference phase  $\theta_{\text{tav}}$  into the fixed value of the arbitration set up beforehand, and magnitude  $v_{\text{ref}}$  of an electrical-potential-difference command is inputted by the sine wave. The phase contrast of the average of the average of an electrical-potential-difference command value and a current detection value and an electrical-potential-difference command value, and a current detection value is calculated about two frequencies, respectively. Calculate an impedance from an electrical-potential-difference command value and a current detection value, and phase contrast decomposes an impedance into a real part

component and an imaginary part component further. The impedance by leakage inductance is calculated from the (second [ +] primary resistance resistance) from a real part component, and an imaginary part component, and secondary resistance and a leakage inductance value are calculated from these.

[0027] And the primary current of a motor is divided into a magnetic-flux component (d shaft component) and a torque component (q shaft component) about a no-load current value. Input the current detection value of the current command of d shaft component, and d shaft component, and it has d shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to make both deflection into zero. Make the output of this proportional-plus-integral control machine into d shaft electrical-potential-difference command value, and the current detection value of the current command of q shaft component and q shaft component is considered as an input. It has q shaft current proportional-plus-integral control machine controlled to make both deflection into zero. Make the output of this proportional-plus-integral control machine into q shaft electrical-potential-difference command value, and magnitude  $v_{ref}$  of an electrical-potential-difference command and electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  are calculated from d shaft electrical-potential-difference command value and q shaft electrical-potential-difference command value. In the motor control unit which controls d shaft current command and q shaft current command to have the power converter which changes and outputs a direct current to the three-phase alternating current based on the magnitude of an electrical-potential-difference command, and the phase of an electrical-potential-difference command, and to operate in accordance with the rate command of arbitration In the usual operational status An output frequency  $f_{phi}$ , d shaft electrical-potential-difference command  $vd_{ref}$ , q shaft electrical-potential-difference command  $vq_{ref}$ , d shaft current detection value  $id_{fb}$ , and q shaft current detection value  $iq_{fb}$  are measured. the base of the motor set up beforehand -- electrical-potential-difference  $v_{base}$  and the base -- either both mutual-inductance [ of a motor ]  $M$  or the no-load current  $I_0$  is searched for using frequency  $f_{base}$ , the primary resistance  $R_1$ , and leakage inductance  $L$ .

[0028] Moreover, this invention supplies the three-phase alternating current to an induction motor with an inverter. Are the motor control unit which performs adjustable-speed operation of this motor, and it has the power converter which outputs the three-phase alternating current based on output voltage command value  $v_{ref}$  and voltage-output phase  $\theta_{tav}$ . In the motor control unit which considers as an input the primary-current detection value  $i_1$  acquired from the current value which has the current detector which detects the primary current which flows to this induction motor, and was detected with this current detector Make the equal circuit per one phase of an induction motor into a T-1 mold equal circuit, and electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  is made into the fixed value of the arbitration set up beforehand. It is the current  $i_m$  which flows to mutual-inductance  $M$  using the primary resistance  $R_1$  and the secondary resistance  $R_2$  which gave predetermined constant value as electrical-potential-difference command value  $v_{ref}$ , read the primary-current detection value  $i_1$  which flows to an induction motor, and were given by said primary-current value  $i_1$  and another means on this occasion [0029]

[Equation 27]

$$\hat{i}_m = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot i_1 - \frac{v_{ref}}{R_2}$$

[0030] It is alike, presumes more and is this current estimate [0031].

[External Character 8]

$\hat{i}_m$

[0032] From a \*\*\*\*\* wave to a time constant [0033]

[External Character 9]

$\tau_{im}$

[0034] They are eye \*\*\*\* and this mutual-inductance  $M$  [0035]

[Equation 28]

$$M = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot \tau_{im}$$

[0036] It asks more, the need is accepted and they are this mutual-inductance M or a time constant [0037].

[External Character 10]

$\tau_{im}$

[0038] And the no-load current I0 is searched for using the rated voltage Vrate given as the primary resistance R1 given by another means, leakage inductance L, the secondary resistance R2, and rating of a motor, rated frequency frate, and said mutual-inductance M.

[0039] Or it is a value when being completed as constant value by the primary-current value i1, when electrical-potential-difference command v\_ref is given [0040]

[External Character 11]

$i1_{\infty}$

[0041] It is the current im which flows to mutual-inductance M using the primary resistance R1 and the secondary resistance R2 which were given by said primary-current value i1 and another means when it carries out [0042]

[Equation 29]

$$\hat{i}_m = i1 - \frac{R1}{R2} (i1_{\infty} - i1)$$

[0043] It is made to presume without being alike and using an electrical-potential-difference value more.

[0044]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the gestalt of operation of this invention is explained with reference to a drawing.

[0045] Drawing 1 is the block diagram showing the configuration of 1 operation gestalt of the control device of the induction motor in this invention. The proportional-plus-integral control machine 10 is controlled so that the deflection of q shaft current command iq\_ref and q shaft current detection value iq\_fb serves as zero, it adds q shaft auxiliary voltage command vq\_ref\_c to the output of the proportional-plus-integral control machine 10, and creates q shaft electrical-potential-difference command vq\_ref. Similarly, the proportional-plus-integral control machine 11 is controlled so that the deflection of d shaft current command id\_ref and d shaft current detection value id\_fb serves as zero, it adds d shaft auxiliary voltage command vd\_ref\_c to the output of the proportional-plus-integral control machine 11, and creates d shaft electrical-potential-difference command vd\_ref. The proportional gain of a proportionality integrator expresses Ki and integral gain with (1/T). It calculates the electrical-potential-difference phase in a three-phase-alternating-current coordinate by the electrical-potential-difference command computing element 12 calculating magnitude v\_ref of an electrical-potential-difference command, and electrical-potential-difference phase thetav from vq\_ref and vd\_ref, and adding phase thetaphi of magnetic flux to thetav further. Moreover, electrical-potential-difference command offset value v\_ref\_ofs is added to magnitude v\_ref of an electrical-potential-difference command. Here, iq\_ref, id\_ref, and fphi are given from the arithmetic circuit prepared independently by the operational status of the usual induction motor. A power converter 2 is a power converter for supplying the three-phase-alternating-current electrical potential difference based on said v\_ref+v\_ref\_ofs and thetaref to an induction motor 3. The current which flows to an induction motor 3 is detected by the current detectors 4 and 5, is inputted into the coordinate transformation machine 6, is changed into a d-q coordinate, and serves as iq\_fb and id\_fb. iq\_fb and id\_fb are changed into the synthetic magnitude-of-a-vector i\_fb by the current computing element 7. The average and the phase contrast computing element 8 are computing elements which calculate the phase contrast of the average of the electrical-potential-difference

command which is needed for the operation of the motor constant of an induction motor 3 from  $v_{ref} + v_{ref\_ofs}$  and  $i_{fb}$ , and a current detection value, and an electrical-potential-difference command and a current detection value, and the motor constant operation machine 1 is a computing element which calculates the motor constant of an induction motor 3 based on the signal calculated with the average and the phase contrast computing element 8.

[0046] The concrete configuration of the average and the phase contrast computing element 8 is shown in drawing 2. By the configuration shown in drawing 2 from  $v_{ref}$  and  $i_{fb}$ , a part for the average of both phase contrast and the absolute value of each frequency component and DC is calculated. Here, although the average is calculated with the low pass filter (LPF), the approach by the moving average etc. may be used.

[0047] The T-1 mold equal circuit of the induction motor used for asking drawing 3 for the motor constant of an induction motor with this operation gestalt is shown. The electrical potential difference which drawing 3 is an equal circuit for which are about [ 1 ] sufficient, and is impressed is [0048].

[External Character 12]

$$V_{ref}/\sqrt{3}$$

[0049] It has become.  $I_1$  is the primary current of a motor and, for  $R_1$ , the primary resistance of a motor and  $R_2$  are [ the leakage inductance of a motor and  $M$  of secondary resistance of a motor and  $I$  ] the mutual inductances of a motor.

[0050] The operation gestalt of claim 1 is explained.

[0051] Since impedance  $\omega M$  in mutual-inductance  $M$  becomes zero when a direct current is impressed to an induction motor 3, the equal circuit of drawing 3 comes to be shown in drawing 4. Therefore, [0052]

[External Character 13]

$$R_1 = (V_{ref}/\sqrt{3})/I_1$$

[0053] It can be come out and found. In setting up as resistance between lines, it deals with  $R_L = 2$  and  $R_1$  as resistance between lines. Initiation of tuning of primary resistance gives  $i_{q\_ref}$  and  $i_{d\_ref}$  as 1st current command value set as arbitration as a current command. If a current command is given, an electrical-potential-difference command will occur according to the gain of the proportional-plus-integral control machines 10 and 11, a three-phase-alternating-current electrical potential difference is outputted from a power converter 2, it is added to a motor 3, and a current  $I_1$  flows. It detects and calculates [ transform and / current ] with the current detectors 4 and 5, and a current  $I_1$  is added to the motor constant operation machine 1 as  $i_{fb}$ . Since time amount required for the standup of a current is decided by gain of the proportional-plus-integral control machines 10 and 11, it sets up this time amount as time amount of the arbitration set up beforehand, and after [ this ] carrying out setup-time progress, it makes zero proportional gain of the proportional-plus-integral control machine of q shaft and d shaft. Since the input to an integrator is set to 0 by this, since it is fixed with an output value just before making proportional gain into zero, an electrical-potential-difference command is maintained at constant value, and is stabilized by the output of a proportional controller. Average measurement of electrical-potential-difference command  $v_{ref}$  and current detection value  $i_{fb}$  is performed to the waiting for fixed time amount, and during this period in this condition, and it considers as  $v_{ref1}$  and  $i_{fb1}$ , respectively. Next, the proportional gain of the proportional-plus-integral control machines 10 and 11 is returned to the original value, current command value  $i_{q\_ref}$  and  $i_{d\_ref}$  are made into the 2nd current set point, same actuation is performed and the average of the electrical-potential-difference command value at this time and a current command value is made into  $v_{ref2}$  and  $i_{fb2}$ , respectively. Time amount change of electrical-potential-difference command  $v_{ref}$  at this time and current detection value  $i_{fb}$  is shown in drawing 5. The relation of  $v_{ref1}$ ,  $i_{fb1}$ ,  $v_{ref2}$ , and  $i_{fb2}$  comes to be shown in drawing 6, and the primary resistance  $R_1$  can be found from this slope of a line. It is [0054] when it takes into consideration that  $v_{ref}$  is a value between lines.

[Equation 30]

$$R1 = \{(v\_ref2 - v\_ref1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb2 - i\_fb1)$$

[0055] It becomes.

[0056] The operation gestalt of claim 2 is explained.

[0057] In the practice according to claim 1 explained above, when making proportional gain  $K_i$  of the proportional-plus-integral control machines 10 and 11 into zero By setting the output of the proportional gain  $K_i$  of the proportional-plus-integral control machines 10 and 11, integral gain (I/T), and the proportional-plus-integral control machines 10 and 11 to 0 at the same time it substitutes q shaft in the time, and d shaft electrical-potential-difference command for auxiliary voltage command value  $vq\_ref\_c$  and  $vd\_ref\_c$ , respectively It is what gave the electrical-potential-difference command, and other processings are the same as the operation gestalt of claim 1.

[0058] An operation gestalt according to claim 3 is explained.

[0059] In order to raise the accuracy of measurement, it is made to measure about three or more points, although the level of a current was two points in the operation gestalt of claims 1 and 2 explained above. when the case of three points was explained and each measurement is set to 1, 2, and 3, it is between 1-2, between 2-3, and between 1-3, respectively -- it is -- it adopts as  $R1$  which should calculate  $R1$  like [ two / of arbitration ] the operation gestalt of claims 1 and 2, and should calculate the average. What is necessary is just to use each average in quest of  $R1$  in the section of arbitration similarly [ in the case of four or more points ].

[0060] The operation gestalt of claim 4 is explained.

[0061] An electrical-potential-difference command is given as a fixed value of  $v\_ref = v\_amp \cdot \sin(2\pi \cdot f_h \cdot t)$  and  $\theta_{ref} = \arbitration$ .  $v\_amp$  considers as zero as the first stage, and  $f_h$  is taken as the value more than the rated operation frequency of a motor. Since it is set to  $\omega_M \gg R2$  in the equal circuit shown in drawing 3, when a frequency is high, and it thinks that a current hardly flows to M, an equal circuit comes to be shown in drawing 7  $R \gg 7$ . If the relation of  $\omega_{gal}$  becomes setting the electrical potential difference at this time, and phase contrast of a current to  $\theta_{dif}$  like drawing 8 and the impedance of a circuit is made into  $|Z_x|$ , it is set to  $=(R1+R2) |Z_x|$  and  $\cos \theta_{dif}$ , and  $\omega_{gal} = |Z_x|$  and  $\sin \theta_{dif}$ , and if  $R1$  already calculated is used,  $R2$  and  $L$  can be found ( $R1+R2$ ).

[0062] | Give  $v\_ref$  shown above, and make  $v\_amp$  increase, in order to ask for  $Z_x$  until it becomes the 1st current set point which average  $i\_fb\_ave$  of the absolute value of a current detection value set up beforehand. And after waiting fixed time until the output of a filter becomes stability if in agreement with the value to which  $i\_fb\_ave$  was set, average  $v\_ref\_ave$  of the absolute value of the component of the frequency component of  $v\_ref$ , average  $i\_fb\_ave$  of the absolute value of a current detection value, and phase contrast  $\theta_{dif}$  are saved in memory as  $v\_ref\_ave1$ ,  $i\_fb\_ave1$ , and  $\theta_{dif}1$ , respectively. Next, if  $v\_amp$  is adjusted and a current value is in agreement so that it may become the 2nd current set point set up beforehand, a value is read similarly and it saves as  $v\_ref\_ave2$ ,  $i\_fb\_ave2$ , and  $\theta_{dif}2$ , respectively. The electrical-potential-difference command at this time and time amount change of a current detection value are shown in drawing 9. Impedance  $|Z_x|$  of a circuit is [0063] as an electrical potential difference and an inclination of a current like the time of  $R1$ .

[Equation 31]

$$|Z_x| = \{(v\_ref\_ave2 - v\_ref\_ave1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave2 - i\_fb\_ave1)$$

[0064] It asks more. Moreover, phase contrast is set to  $\theta_{dif\_L} = (\theta_{dif}1 + \theta_{dif}2) / 2$ .

[0065] From this formula and the above mentioned formula [to 0066]

[Equation 32]

$$R2 = \{(v\_ref\_ave2 - v\_ref\_ave1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave2 - i\_fb\_ave1) \cdot \cos \theta_{dif\_L} - R1,$$

$$L = \{ \{(v\_ref\_ave2 - v\_ref\_ave1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave2 - i\_fb\_ave1) \cdot \sin \theta_{dif\_L} \} / (2 \cdot \pi \cdot f_h)$$

[0067] It carries out and the secondary resistance  $R2$  and leakage inductance  $L$  can be found.

[0068] Although the initial value of  $v\_amp$  was explained as zero here, since the flowing current



value follows a V/f pattern as a guide and prediction attaches it, it is also possible by setting up the value of how much beforehand and adjusting from there to carry out time amount compaction.

[0069] The operation gestalt of claim 5 is explained.

[0070] In the operation gestalt of above-mentioned claim 4, what added v\_ref\_ofs to electrical-potential-difference command v\_ref as an offset value is considered as an electrical-potential-difference command. Data v\_ref\_ave and i\_fb\_av which are used in order to ask for R1+R2 and L, as shown in drawing 2, and thetadif can be considered to be claim 4 publications the same way by using the data which inputted the input signal into the high-pass filter, and removed an in one direction flowed part.

[0071] The operation gestalt of invention of claim 6 is explained.

[0072] In the operation gestalt of above-mentioned claim 4, what added v\_ref\_ofs to electrical-potential-difference command v\_ref as an offset value is considered as an electrical-potential-difference command. Since an offset electrical potential difference is outputted as a direct current and the equal circuit to this comes to be shown in drawing 4, primary resistance R1 can be found by taking an in one direction flowed part of this electrical-potential-difference command value, and the in one direction flowed ratio of a current detection value. That what is necessary is just to take the average of a signal to take out an in one direction flowed signal, with the operation gestalt, as shown in drawing 2, it has detected using a low pass filter [LPF3]. The method of the decision of the value of v\_ref\_ofs has adjusted and determined v\_ref\_ofs here, comparing a current detection value with the current set point like the operation gestalt of claim 4, before giving an AC signal.

[0073] In this way, it is the same as the operation gestalt of claim 4 except using R1 calculated for the operation of R2. Thereby, since it can ask for R1, R2, and L in one step, the execution time can be shortened.

[0074] An operation gestalt according to claim 7 is explained.

[0075] In the operation gestalt of claim 4, the frequency of f1 is set as a very low frequency to the rated operation frequency of a motor. Since the current which flows to M at this time cannot be disregarded, it thinks in the equal circuit shown in drawing 3.

[0076] It is [0077] when a formula is stood in an equal circuit.

[Equation 33]

$$\left( R1 + j\omega L + \frac{j\omega MR2}{R2 + j\omega M} \right) I1 = v\_ref / \sqrt{3}, \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot fh$$

これを解いて,

$$\frac{R1R2^2 + \omega^2 M^2 R1 + \omega^2 M^2 R2}{R2^2 + \omega^2 M^2} + j \frac{\omega LR2^2 + \omega^3 LM^2 + \omega MR2}{R2^2 + \omega^2 M^2} = \frac{V\_ref/\sqrt{3}}{I1} = Zr + jZi$$

ここで,

$$Zr = \frac{V\_ref/\sqrt{3}}{I1} \cdot \cos \theta_m, \quad Zi = \frac{V\_ref/\sqrt{3}}{I1} \cdot \sin \theta_m, \quad \theta_m = \tan^{-1} \left( \frac{\omega LR2^2 + \omega^3 LM^2 + \omega MR2}{R1R2^2 + \omega^2 M^2 R1 + \omega^2 M^2 R2} \right)$$

[0078] It is [0079], when it compares about real part and asks for M.

[Equation 34]

$$M = \frac{R2}{\omega} \cdot \sqrt{\frac{Zr - R1}{R1 + R2 - Zr}}$$

[0080] A next door and M are obtained. Here, except making fh into a low frequency, when it asks like the operation gestalt of claim 4, and an impedance is made into |Zx2| and phase contrast is made into thetadif\_m, it is R1 and R2 to [0081] which became Zx\_r2=|Zx2| and costhetadif\_m and were already calculated with this.

[Equation 35]

$$M = \frac{R2}{2 \cdot \pi \cdot f1} \cdot \sqrt{\frac{Zx\_r2 - R1}{R1 + R2 - Zx\_r2}}$$

[0082] It is alike and mutual-inductance M can be found more.

[0083] The operation gestalt of claims 8 and 9 is explained.

[0084]  $v_{ref\_ofs}$  is added to electrical-potential-difference command  $v_{ref}$  as offset the same with having been shown in the operation gestalt of claims 5 and 6. The contents of processing are the same as what was shown in the operation gestalt of claims 5 and 6. Since the frequency is low at the time of the operation gestalt of claim 7, a motor can prevent moving superfluously by giving direct current offset, as shown in this approach.

[0085] The operation gestalt of claim 10 is explained.

[0086] The block diagram which carried out invention according to claim 10 to drawing 10 is shown. q shaft electrical-potential-difference command value  $v_{q\_ref}$ , d shaft electrical-potential-difference command value  $v_{d\_ref}$ , q shaft current detection value  $i_{q\_fb}$ , d shaft current detection value  $i_{d\_fb}$ , and the output frequency value  $f_{phi}$  are taken out from the configuration which performs the usual vector control, it inputs into the motor constant operation machine 1, and mutual-inductance M and the no-load current value  $I_0$  are calculated. The speed-control machine 14 calculates q shaft current command value  $i_{q\_ref}$ , d shaft current command value  $i_{d\_ref}$ , and the output frequency value  $f_{phi}$  based on a rate command, it is the vector control method generally used, and since it is not concerned with the description of this invention, it simplified and it has indicated them. The coordinate transformation machine 6 is a \*\* table converter which changes the detection value of the phase current into dq system of coordinates, and the controller and the electrical-potential-difference command computing element 12 with which it is made for a current command value and the current detection value of the d shaft PI current limiter [ the q shaft PI current limiter 10 and ] 11 to correspond calculate magnitude  $v_{ref}$  of the electrical potential difference of a three-phase-alternating-current electrical potential difference, and electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  from q shaft electrical-potential-difference command, d shaft electrical-potential-difference command value, and magnetic-flux phase  $\theta_{taphi}$ . Magnetic-flux phase  $\theta_{taphi}$  is calculated by integrating with an output frequency  $f_{phi}$ . A power converter 2 supplies three-phase-alternating-current power to an induction motor 3 based on  $v_{ref}$  and  $\theta_{tav}$ .

[0087] the base of the motor which reads an output frequency  $f_{phi}$ , d shaft electrical-potential-difference command  $v_{d\_ref}$ , q shaft electrical-potential-difference command  $v_{q\_ref}$ , d shaft current detection value  $i_{d\_fb}$ , and q shaft current detection value  $i_{q\_fb}$ , and is here set up beforehand after 1-second progress from the time of acceleration of an induction motor 3 being completed after a train-operation-dispatching input -- electrical-potential-difference  $v_{base}$  and the base -- frequency  $f_{base}$  and the primary resistance R1 calculated separately, and leakage inductance L -- using -- [0088]

[Equation 36]

$$V_{qq} = \frac{v_{q\_ref}}{\sqrt{3}} - R1 \cdot i_{q\_fb} - 2\pi \cdot f_{phi} \cdot L \cdot i_{d\_fb}$$

$$V_{dd} = \frac{v_{d\_ref}}{\sqrt{3}} - R1 \cdot i_{d\_fb} + 2\pi \cdot f_{phi} \cdot L \cdot i_{q\_fb}$$

$$Q = V_{qq} \cdot i_{d\_fb} - V_{dd} \cdot i_{q\_fb}$$

$$E = \sqrt{V_{qq}^2 + V_{dd}^2}$$

$$M = \frac{E^2}{2\pi \cdot f_{phi} \cdot Q}$$

$$I_0 = \frac{v_{base} / \sqrt{3}}{2\pi \cdot f_{base}(M + L)}$$

[0089] By calculating, mutual-inductance [ of a motor ] M and the no-load current  $I_0$  can be found.

[0090] Here, although considered as the time of the completion of acceleration, even if it

measures at the time of day of the arbitration under operation, it does not interfere.

[0091] In the usual operational status, since the approach of this invention is extracting and calculating the signal of each part, it can be applied regardless of the difference in the configuration of the speed-control machine by the existence of PG etc.

[0092] Drawing 11 is the block diagram showing the configuration of the motor control device which enforces the motor constant measuring method of the induction motor of this invention according to claim 11 to 13. The motor constant operation machine 1 outputs current command  $i_{ref}$ . The current value which flows to an induction motor 3 is incorporated as the current  $i_u$  detected with the current detector 4 formed in U phase, and  $i_v$  detected with the current detector 5 formed in V phase, by the three phase two phase converter 6, calculates (1) type and (2) types, and changes them into two phase alternating current  $i_{\alpha}$  and  $i_{\beta}$ .

[0093]

[Equation 37]

$$i_w = -(i_u + i_v) \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0094] The phase which detects a current may detect all the two phase or three phases of not only the combination of u phase and V phase but arbitration.

[0095] The current computing element 7 calculates the square root of the sum of the square of two phase alternating current  $i_{\alpha}$  and  $i_{\beta}$ , and calculates current detection value  $i_{fb}$ .  $i_{fb}$  is inputted into the average and the phase contrast computing element 8, and average  $i_{fb\_ave}$  is calculated. Here, count of the average takes the absolute value of  $i_{fb}$ , and although it has obtained the result by letting a low pass filter pass, it may calculate the average using options, such as the moving average. The current PI control machine 13 is controlled so that current command  $i_{ref}$  and current detection average  $i_{fb\_ave}$  are in agreement. The output of the current PI control machine 13 serves as electrical-potential-difference command  $v_{ref}$ . In a power converter 2, electrical-potential-difference command value  $v_{ref}$  is converted as line voltage, the output phase of the three-phase alternating current is calculated using electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  given from the motor constant operation machine 1, and three-phase-alternating-current power is supplied to an induction motor 3.

[0096] The operation gestalt of claim 11 is explained.

[0097] The T-1 mold equal circuit where it is about [ 1 ] sufficient for an induction motor is shown in drawing 12. For primary resistance and L, leakage inductance and M are [  $R_1$  / secondary resistance and s of a mutual inductance and  $R_2$  ] skids. Since the amount of [ of mutual-inductance M ] impedance becomes zero when a direct current is passed, an equal circuit becomes like drawing 13.

[0098] Below, a phase in case the current of U phase serves as a peak is explained as 0 degree.

[0099] With this operation gestalt, the phase of electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  is made into 0 degree.

[0100] First, if 20% of value of the induction motor rated current is given as current command value  $i_{ref}$ , as work of the current PI control machine 13 shows to drawing 14, electrical-potential-difference command  $v_{ref}$  will change, and  $v_{ref}$  will become fixed in the place whose current detection value  $i_{fb\_ave}$  corresponded with  $i_{ref1}$ . Here, as it waited for 2 seconds, the width of face of the section A which performs current control by time amount is determined. Since it is related to the control characteristic, time amount until it becomes this stability is enough if it usually waits for 2 seconds, but when the gain of the current PI control machine 13 is not raised in the property of a load machine etc., this time amount is lengthened. After passing for 2 seconds, gain  $K_i$  of the current PI control machine 13 is made into zero, and current command value  $v_{ref}$  is fixed by outputting the value collected on the integrator as  $v_{ref}$ . After waiting fixed time amount (here, it considered as for 1 second) furthermore, average  $v_{ref\_ave}$

and  $i_{fb\_ave}$  of  $v_{ref}$  are read and it considers as  $v_{ref1}$  and  $i_{fb1}$ .  $v_{ref\_ave}$  inputs the value of  $v_{ref}$  into the average and the phase contrast calculator 8, and calculates it. Next, 40% of the induction motor rated current is given as current command  $i_{ref}$ , it controls similarly, electrical-potential-difference command value  $v_{ref\_ave}$  and current detection value  $i_{fb\_ave}$  are read, and it considers as  $v_{ref2}$  and  $i_{fb2}$ . If this data of two points is made into a graph, it will become like drawing 15. Since this inclination expresses the primary resistance  $R1$ , it is [0101].

[Equation 38]

$$R1 = \{(v_{ref2} - v_{ref1}) / \sqrt{3}\} / (i_{fb2} - i_{fb1})$$

[0102] It is alike and calculates more. And  $2 \times R1$  is made into resistance  $RL-L$  between lines. Although considered as 20% of the induction motor rated current, and 40% here, a current value is good also as a different value from this, and may be performed about the current value of three or more points.

[0103] When measurement of three or more points is performed, for example, when it carries out with three kinds of current values, 20%, 40%, and 60%, an approach according to claim 12 calculates an inclination between 20%-40%, 40%-60%, and 20%-60%, respectively, takes the average of the inclination, and should just use it.

[0104] An approach according to claim 13 is explained. As shown in drawing 15, the data which the point measured are approximated and extended by the linear expression, and the value of  $v_{ref}$  in case a current value is zero is recorded as electrical-potential-difference offset value  $v_{ref0}$ . This is equivalent to a part for the voltage drop by the component used for a power converter 2. What is necessary is just to ask by the straight-line approximation of two points of arbitration, or the regression curve by the 2nd [ an average of ] power error method, when having measured about three or more kinds of current values.

[0105] The operation gestalt of claim 14 is explained. Drawing 16 and drawing 17 are block diagrams which enforce claim 14 and an approach according to claim 15.

[0106] In drawing 15, output voltage command  $v_{ref}$  and output voltage phase  $\theta_{tav}$  are given to a power converter 2 from the motor constant operation machine 1, the three-phase alternating current is outputted based on this, and an induction motor 3 is operated. The current value which flows to an induction motor 3 is incorporated as the current  $i_u$  detected with the current detector 4 formed in U phase, and  $i_v$  detected with the current detector 5 formed in V phase, with the coordinate transformation vessel 6, calculates (1) type and (2) types, and changes them into two phase alternating current  $i_{\alpha}$  and  $i_{\beta}$ . The phase which detects a current may detect all the two phase or three phases of not only the combination of u phase and V phase but arbitration.

[0107] In the current computing element 7, the square root of the sum of the square of two phase alternating current  $i_{\alpha}$  and  $i_{\beta}$  is calculated, and current detection value  $i_{fb}$  is calculated. Phase  $\theta_{tah}$  which gives the instantaneous value of the amplitude of  $v_{ref}$  given with electrical-potential-difference command  $v_{ref}$ , current detection value  $i_{fb}$ , and the motor constant operation vessel 1 is inputted into the average and the phase contrast computing element 8, average  $v_{ref\_ave}$  of  $v_{ref}$ , average  $i_{fb\_ave}$  of  $i_{fb}$ , and phase contrast  $\theta_{tadif}$  calculate it, it is inputted into the motor constant operation machine 1, and calculates a motor constant. The differences with drawing 11 are the point of having given electrical-potential-difference command  $v_{ref}$  rather than giving a current command, and a point of having inputted into the average and the phase contrast arithmetic circuit 8 phase  $\theta_{tah}$  of the frequency component given as electrical-potential-difference command  $v_{ref}$ . Drawing 17 is the block diagram showing the configuration of an average value and the phase contrast computing element 6. Average  $i_{fb\_ave}$  and phase contrast  $\theta_{tadif}$  of  $v_{ref}$  and  $i_{ref}$  are calculated by processing of the block diagram of drawing 17.

[0108] Since impedance  $\omega M$  by mutual-inductance  $M$  will become large compared with  $R2$  if a frequency becomes high, the equal circuit of the induction motor shown in drawing 12 can be approximated in the series circuit of  $R1$ ,  $L$ , and  $R2$ , as shown in drawing 18. a part for therefore, the resistance from an electrical potential difference, the magnitude of a current, and both phase contrast —  $R1+R2$  and reactance part  $\omega L$  can be found.

[0109] With this operation gestalt,  $\theta_{\text{tav}}$  is made into 0 degree and the 1st frequency  $f_{h1}$  of 1= 15Hz, the 2nd frequency  $f_{h2}$  of 2= 30Hz, and the current set point according to claim 14 are made into 80% of the induction motor rated current. First,  $v_{\text{ref}} = v_{\text{amp}} \sin(2, \pi, 15, \text{and } t)$  and [t give magnitude  $v_{\text{ref}}$  of an electrical-potential-difference command by time-of-day] as magnitude  $V_{\text{amp}} = 0$  of a voltage swing, and it operates. A voltage swing  $V_{\text{amp}}$  is adjusted supervising  $i_{\text{fb}}$  so that current detection average  $i_{\text{fb}}$  may become 80% of the rated current of an induction motor. Let the amount of degrees of  $V_{\text{amp}}$  be suitable magnitude so that a current may not change rapidly. With this operation gestalt, 1/1000 of the magnitude of induction motor rated voltage was subtracted and added to  $V_{\text{amp}}$ . After current detection average  $i_{\text{fb}}$  becomes 80% of the rated current of an induction motor, After arbitration carries out setup-time (here, it could be 3 seconds) progress, the phase of  $i_{\text{fb}}$  [ average / of the absolute value of magnitude  $v_{\text{ref}}$  of an electrical-potential-difference command / average / of the absolute value of the magnitude of  $v_{\text{ref\_ave1}}$  and current detection value  $i_{\text{fb}}$  ] on the basis of  $i_{\text{fb\_ave1}}$  and  $v_{\text{ref}}$  is set to  $\theta_{\text{tadif1}}$ . Next, set a frequency to 30Hz and the same operation as the time of 15Hz is performed. The phase of  $i_{\text{fb}}$  [ average / of the absolute value of magnitude  $v_{\text{ref}}$  of the electrical-potential-difference command at this time / average / of the absolute value of the magnitude of  $v_{\text{ref\_ave2}}$  and current detection value  $i_{\text{fb}}$  ] on the basis of  $i_{\text{fb\_ave2}}$  and  $v_{\text{ref}}$  is set to  $\theta_{\text{tadif2}}$ . Here, the average inputs each saturation value into a low pass filter, and uses the output. The electrical-potential-difference command at this time and the timing diagram of a current detection value are shown in drawing 19. If the relation of the electrical potential difference for which it asked here, a current, and phase contrast is dealing with it with complex as shown in drawing 20, an impedance and its real part component, and an imaginary part component will be obtained by the degree type.

[0110]

[Equation 39]

$$Z_{x1} = (v_{\text{ref\_ave1}} / \sqrt{3}) / (i_{\text{fb\_ave1}}), \quad Z_{x2} = (v_{\text{ref\_ave2}} / \sqrt{3}) / (i_{\text{fb\_ave2}})$$

$$Z_{xr1} = Z_{x1} \cdot \cos \theta_{\text{dif\_L}}, \quad Z_{xr2} = Z_{x2} \cdot \cos \theta_{\text{dif\_2}},$$

$$Z_{xi1} = Z_{x1} \cdot \sin \theta_{\text{dif\_L}}, \quad Z_{xi2} = Z_{x2} \cdot \sin \theta_{\text{dif\_2}}$$

[0111] At this time, the real part components  $Z_{xr1}$  and  $Z_{xr2}$  express resistance part  $R1+R2$ , and the imaginary part components  $Z_{xi1}$  and  $Z_{xi2}$  express reactance component  $\omega L$ . First, a real part component is considered. If  $Z_{xr2}$  at the time of  $Z_{xr1}$  and  $f_{h2}$  (30Hz) at the time of  $f_{h1}$  (15Hz) is expressed with a graph, it will become like drawing 21 and will change on the frequency. This is considered to be based on the effect of the skin effect etc. Although it can be found in  $R2 = Z_{xr} - R1$ , since  $R1$  passes and measures a direct current, as shown in drawing 21, it carries out straight-line approximation of the measured value, and uses the value at the time of frequency  $f_h = f_{h1}$  and  $f_{h2} / (f_{h1} + f_{h2}) = 15.30 / (15 + 30) = 10\text{Hz}$  as  $Z_{xr}$ . Next, an imaginary component is considered. Since it is proportional to a frequency component mostly about an imaginary component, it asks for leakage inductance from  $L = Z_{xi} / (2 \text{ and } \pi - f_{h1})$  as  $Z_{xi} = Z_{xi2}$  and  $f_{h1} = f_{h2}$  using the value at the time of  $f_{h2}$  (30Hz). Here,  $f_{h2}$  was used because a measurement error was made small, since the one where a frequency is higher became [ an electrical-potential-difference value ] large. The frequency of the lower one may be used and you may calculate from the inclination in two frequencies.

[0112] Next, the operation gestalt of claim 15 is explained. In said secondary resistance and measurement of leakage inductance,  $Z_{x1}$  and  $Z_{x2}$  are calculated by the degree type using electrical-potential-difference offset value  $v_{\text{ref}0}$  calculated previously.

[0113]

[Equation 40]

$$Z_{x1} = (v_{\text{ref\_ave1}} / \sqrt{3} - v_{\text{ref}0}) / (i_{\text{fb\_ave1}}),$$

$$Z_{x2} = (v_{\text{ref\_ave2}} / \sqrt{3} - v_{\text{ref}0}) / (i_{\text{fb\_ave2}})$$

[0114] Subsequent count is the same as that of the above-mentioned.

[0115] In the operation gestalt of claim 14, where current  $i_{\text{fb}2}$  of different magnitude from the

current value passed on the same frequency as the above at the time of said measurement is passed, same measurement is performed. Here,  $i_{fb2}$  is made into 40% of a motor rating current (above 1/2) as an example, the average of the absolute value of  $v_{ref\_ave3}$  and a current detection value is made into  $i_{fb\_ave3}$  for the average of the absolute value of the electrical-potential-difference command value in 15Hz, and the average of the absolute value of  $v_{ref\_ave4}$  and a current detection value is made into  $i_{fb\_ave4}$  for the average of the electrical-potential-difference command value in 30Hz. As shown in drawing 22 (a) and (b), in 15Hz and 30Hz, straight-line approximation is carried out with two current values, respectively, and a value in case a current value is zero is calculated as electrical-potential-difference offset  $v_{ofs15}$  in 15Hz, and electrical-potential-difference offset  $v_{ofs30}$  in 30Hz. There is also a method of compensating electrical-potential-difference offset by using these offset values instead of electrical-potential-difference offset value  $v_{ref0}$  according to claim 13 to the electrical-potential-difference command value in 15Hz and 30Hz. Moreover, you may ask for 15Hz or 30Hz of each impedance from the inclination when changing a current value, without calculating an electrical-potential-difference offset value. Moreover, the average of two current values may be used about the phase for asking for the real part of an impedance, and imaginary part.

[0116] In addition, it is what equalized by letting a low pass filter pass after the electrical-potential-difference value and the current value when giving a signal (the 15 above-mentionedHz and 30Hz) although explanation was omitted in the processing described above since it was easy takes an absolute value, and electrical-potential-difference value offset value  $v_{ref0}$  which stated by the gestalt of operation of claim 13 to being the average is what obtained from the direct-current value, and since it is actual value or maximum, it uses the value which carried out the average conversion of  $v_{ref0}$ . Although considered as the average here, as long as it has taken adjustment of each conversion, any of actual value, the average, and maximum may be used.

[0117] Drawing 23 is the block diagram showing the configuration of the equipment which enforces the motor constant measuring method of claim 16 of this invention, and the induction motor of 17 publications. In drawing 23, a power converter 2 changes into three-phase-alternating-current power electrical-potential-difference command  $v_{ref}$  and electrical-potential-difference phase  $\theta_{tav}$  which were given from the motor constant operation machine 1, and supplies three-phase-alternating-current power to an induction motor 3. The current value which flows to an induction motor 3 is incorporated as the current  $i_u$  detected with the current detector 4 formed in U phase, and  $i_v$  detected with the current detector 5 formed in V phase, with the coordinate transformation vessel 6, calculates (1) type and (2) types, and changes them into two phase alternating current  $i_{\alpha}$  and  $i_{\beta}$ . (2) a formula -- setting (2/3) -- a conversion front and after conversion have taken advantaging and it is for making magnitude of the amplitude equal. The phase which detects a current may detect all the two phase or three phases of not only the combination of u phase and V phase but arbitration. Two phase alternating current  $i_{\alpha}$  and  $i_{\beta}$  are inputted into the motor constant operation machine 1, and calculate the primary-current detection value  $i_1$  as a square root of the sum of the square of two phase alternating current  $i_{\alpha}$  and  $i_{\beta}$ .

[0118] Drawing 23 is what usually transposed the block of an electrical-potential-difference command, speed control prepared in the preceding paragraph of an output voltage phase, current control, etc. to the motor constant operation machine 1 in the identification approach of the time of operation, and the conventional motor constant in the motor driving gear by the inverter, and extracts and illustrates a part required for operation of this invention, and both change with the switch formed separately.

[0119] First, the principle of the operation gestalt of claim 16 is explained.

[0120] 1 [ in / to drawing 24 / the idle state ( $s=1$ ) of an induction motor ] -- the T-1 mold equal circuit for which are fairly sufficient is shown. For  $R_1$ , primary resistance and  $L$  are [ secondary resistance and  $M$  of leakage inductance and  $R_2$  ] mutual inductances, and the electrical potential difference to which  $v$  is impressed, and  $i_1$  are currents (exciting current) to which the primary current of a motor and  $i_2$  flow to the secondary current of a motor, and  $i_m$  flows to mutual-inductance  $M$ .

[0121] It is [0122] when an equation is formed based on Kirchhoff's law in the equal circuit of drawing 24 by setting to em electromotive force produced by change of the current which flows to mutual-inductance M.

[Equation 41]

$$v = R1 \cdot i1 + L \frac{di1}{dt} + e_m \quad (3)$$

$$e_m = M \frac{di2}{dt} = R2 \cdot i2 \quad (4)$$

$$i1 = im + i2 \quad (5)$$

[0123] It becomes.

[0124] (3) types are [0125], when leakage inductance L is disregarded since leakage inductance L is small compared with mutual-inductance M, and it is easy.

[Equation 42]

$$v = R1 \cdot i1 + e_m \quad (6)$$

[0126] It becomes.

[0127] Moreover, it is [0128] from (4) and (5) types.

[Equation 43]

$$i1 = im + \frac{1}{R2} \cdot M \cdot \frac{di2}{dt} \quad (7)$$

[0129] (4) It is [0130] when a formula and (7) types are substituted and summarized at (6) ceremony.

[Equation 44]

$$v = R1 \cdot im + \frac{M(R1 + R2)}{R2} \cdot \frac{di2}{dt} \quad (8)$$

[0131] Initial condition It sets at time of day  $t = 0$ , and is  $im(0) = 0$ . (9)

It is [0132], when it carries out and solves about im.

[Equation 45]

$$im = \frac{v}{R1} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (10)$$

$$\tau = \frac{M(R1 + R2)}{R1 \cdot R2} \quad (11)$$

[0133] It becomes.

[0134] Here, tau is a time constant.

[0135] Therefore, [0136]

[Equation 46]

$$M = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot \tau \quad (12)$$

[0137] If it asks for a time constant tau from the current im which flows to next door and mutual-inductance M and substitutes for (12) types, it can ask for mutual-inductance M.

[0138] The principle of the operation gestalt of claim 17 is explained.

[0139] The current im which flows to mutual-inductance M is a current which flows in the interior of an induction motor, and cannot be measured directly from an induction motor input terminal side. Then, how to presume the current im which flows to mutual-inductance M next is explained.

[0140] (4) From a formula and (6) types [to 0141]

[Equation 47]

$$i_2 = \frac{v - R_1 \cdot i_1}{R_2} \quad (13)$$

[0142] (13) Substitute a formula for (5) types and it is [0143].

[Equation 48]

$$i_m = i_1 - i_2 = i_1 - \frac{v - R_1 \cdot i_1}{R_2} \quad (14)$$

[0144] (14) Arrange a formula and it is [0145].

[Equation 49]

$$i_m = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot i_1 - \frac{v}{R_2} \quad (15)$$

[0146] It becomes.

[0147] Therefore,  $i_m$  can be calculated by (15) types using the primary current  $i_1$  which flows to the electrical potential difference  $v$  and motor which are impressed to a motor, and it can ask for mutual-inductance  $M$  by substituting for (12) types in quest of a time constant  $\tau$  from this change of  $i_m$ .

[0148] The no-load current  $I_0$  is a current which flows when giving an induction machine, and it is no-load and the power source of rated voltage and rated frequency is rotated, and the equal circuit at this time is expressed as a series circuit of  $R_1$ ,  $L$ , and  $M$  in the T-1 mold equal circuit of drawing 24.

[0149] Therefore, the electrical potential difference  $v$  at this time and the relation of a current  $i_1$  are [0150].

[Equation 50]

$$v = R_1 \cdot i_1 + j\omega(L + M) \cdot i_1 \quad (16)$$

$$\omega = 2\pi f \quad , f : \text{電源周波数} \quad (17)$$

[0151] It is [0152] when (16) types are rewritten only paying attention to an electrical potential difference and the magnitude of a current, using a next door and rated voltage as  $V$ .

[Equation 51]

$$V = \sqrt{R_1^2 + \omega^2(L + M)^2} \cdot I_0 \quad (18)$$

[0153] It is a numeric value showing an electrical potential difference and the magnitude of a current, and  $V$  and  $I$  are either actual value, maximum or the average, respectively, and should be just the same with an electrical potential difference and a current.

[0154] (18) It is [0155] when a formula is solved about  $I_0$ .

[Equation 52]

$$I_0 = \frac{V}{\sqrt{R_1^2 + \omega^2(L + M)^2}} \quad (19)$$

[0156] A next door and the no-load current  $I_0$  can be found. Although  $R_1$  and  $L$  are taken into consideration by (16), (18), and (19) formulas, since it is easy, it is also considered that  $R_1$  and  $L$  are disregarded.

[0157] Estimate of  $i_m$  which calculated electrical-potential-difference  $v=V_1$  by (15) types using the primary current  $i_1$  at the time of giving at a step, the current  $i_m$  which flows to a mutual inductance and the primary current  $i_1$ , and  $R_1$  and  $R_2$  [0158]

[External Character 14]

$i_m$

[0159] The wave of \*\*\*\*\* change is shown in drawing 25.  $i_1$ ,  $i_m$ , [0160]

[External Character 15]

$i_m$



[0161] [0162] which \*\*\*\*\*

[External Character 16]

$\Lambda_{\infty}$

[0163] It is \*\* (V1/R1), and is [0164].

[External Character 17]

$\dot{i}_m$

[0165] From \*\* 0 [to 0166]

[External Character 18]

$\Lambda_{\infty}$

[0167] the wave when carrying out until change — the wave of  $i_m$  — about — it can check that I am doing one. Therefore, [0168] at this time

[External Character 19]

$\dot{i}_m$

[0169] From \*\*\*\*\* to a time constant [0170]

[External Character 20]

$\tau_{i_m}$

[0171] \*\*\*\*\* is good.

[0172] From here, the contents which realized the approach based on the above-mentioned principle are explained based on drawing 23.

[0173] Below, a phase in case U phase serves as a peak is explained as 0 degree.

[0174] With this operation gestalt, the phase of electrical-potential-difference phase  $\theta_{\text{etav}}$  was carried out as 0 degree.

[0175] First, the decision approach of the magnitude of the predetermined electrical potential difference V1 given to a motor 3 is explained. Although any value is sufficient as the electrical potential difference V1 impressed to a motor 3, it is necessary to make it into the range which does not damage an induction motor 3 by fire by generation of heat by the current in fact. Therefore, about the case where an electrical potential difference V1 is given so that it may become 50% of current value of the motor rated current here, an example is given and the decision approach of V1 is explained. First, giving electrical-potential-difference command  $v_{\text{ref}}$  as zero, and measuring the current detection value  $i_1$ , the rated voltage of an induction motor adds 1/1000 cut [ fine ]  $v_{\text{ref}}$  at a time, and it is enlarged. And the value of  $v_{\text{ref}}$  at that time is memorized as V1, and supply of the power to a motor 3 is intercepted in the place where the current detection value  $i_1$  reached 50% of the induction motor rated current. What is necessary is just to set the augend of an electrical-potential-difference command as arbitration in the magnitude which is extent from which a current does not change rapidly. Moreover, when the current limiter is equipped, 50% of value of the rated current is given as a current command, and when a detection current value passes a direct current and has measured primary resistance in the phase which was in agreement with the current command value before identification of the current command value at that time of V1 then the mutual inductance which it is good and has been stated to this invention, or the no-load current, the current value and electrical-potential-difference command value at that time may be used. Of course, a current value is good also as values other than 50% of the rated current.

[0176] Next, V1 is given as electrical-potential-difference command  $v_{\text{ref}}$ , and an electrical potential difference is impressed to an induction motor 3 at a step. The primary current  $i_1$  at this time is measured, and it is [0177] by the above-mentioned (15) formula.

[External Character 21]

$\dot{i}_m$

[0178] \*\*\*\*\*  $v$  in (15) types is  $v_{\text{ref}}$  here, and  $i_m$  is [0179].

[External Character 22]

$\hat{i}_m$

[0180] It is alike and corresponds. R1 and R2 use the value given by the performance test record of an induction motor, or another existing identification means.

[0181]

[External Character 23]

$\hat{i}_m$

[0182] It asks for a time constant tau from a \*\*\*\*\* wave, and is a value at this time

[0183]

[External Character 24]

$\tau_{im}$

[0184] It carries out.

[0185]

[External Character 25]

$\tau_{im}$

[0186] It substitutes for tau shown in (12) types, and asks for mutual-inductance M. Time constant [0187]

[External Character 26]

$\tau_{im}$

[0188] \*\*, [0189]

[External Character 27]

$\hat{i}_m$

[0190] Although the method of measuring and finding time amount until it amounts to  $0.632$  time of the last (convergence) value from  $0$  is common, the change of a current and the time amount in the meantime in the current value of arbitration may be measured, and conversion whose time amount of the corresponds with a time constant may be given. In the case of the latter, since measurement by two or more points is attained, it is possible by measuring some data and taking an average to reduce dispersion.

[0191] The operation gestalt of claim 17 is explained.

[0192] The rated voltage  $V_{rate}$  and rated frequency  $f_{rate}$  of an induction motor are [0193] when it applies to (19) types using M identified this by R1, L, R2, and the above-mentioned approach which were given by the performance test record of an induction motor, or another existing identification means, since it is given as a specification of an induction motor.

[Equation 53]

$$I_0 = \frac{V_{rate}}{\sqrt{R_1^2 + (2\pi f_{rate})^2 (L + M)^2}} \quad (20)$$

[0194] A next door and the no-load current  $I_0$  can be found.

[0195] Since it is easy when a certain amount of error is permissible, L and R1 may be omitted and calculated.

[0196] Next, the operation gestalt of claim 16 is explained.

[0197] Where a direct current is passed, it can be considered that the equal circuit of an induction motor is only primary resistance, as mentioned above. Therefore, it is a current value at the time of being completed by the primary-current value  $i_1$ , since it becomes only primary resistance when time amount passes enough although a current flows also to secondary resistance transitionally immediately after impressing direct current voltage [0198]

[External Character 28]

$i_{1\infty}$

[0199] Then, an electrical potential difference [0200]

[External Character 29]

$$v=R1 \cdot i1_{\infty}$$

[0201] A next door and the aforementioned (15) formula are [0202].

[Equation 54]

$$im = i1 - \frac{R1}{R2} (i1_{\infty} - i1) \quad (21)$$

[0203] It can rewrite.

[0204] Here, since it is estimate, im is [0205].

[External Character 30]

$i1_{\infty}$

[0206] It describes and calculates like the above-mentioned contents according to claim 16 henceforth. If it does in this way, since an electrical-potential-difference value will not be used on the occasion of an operation, measurement independent of the electrical-potential-difference precision of a driving gear can be performed. It is [0207] when the value at the time of primary resistance measurement is used for how to give an electrical-potential-difference command as mentioned above.

[External Character 31]

$i1_{\infty}$

[0208] The current value read at the time of resistance measurement should just be used for a \*\* value.

[0209] The operation gestalt of claim 19 is [0210] according to claim 18.

[External Character 32]

$i1_{\infty}$

[0211] Contents according to claim 17 are carried out using the \*\*\*\*\* approach.

[0212]

[Effect of the Invention] It is effective in the primary resistance, the secondary resistance, the leakage inductance and the mutual inductance, or the no-load current of an induction motor which is needed in order to control an induction motor with high precision according to this invention, as stated above being tunable with high precision also in the condition that the load is combined with this induction motor.

[Translation done.]

#### \* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

#### DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the block diagram of the operation part of this invention of an induction motor control device.

[Drawing 2] It is the block diagram of the average and the phase contrast computing element 8.

[Drawing 3] It is the T-1 mold representative circuit schematic of an induction motor.

[Drawing 4] It is a representative circuit schematic at the time of primary resistance tuning.

[Drawing 5] It is the timing diagram of the electrical-potential-difference command value and current detection value at the time of primary resistance tuning.

[Drawing 6] It is the graph of the electrical-potential-difference command value and current detection value at the time of primary resistance tuning.

[Drawing 7] It is a representative circuit schematic at the time of secondary resistance and leakage inductance tuning.

[Drawing 8] secondary resistance -- and it is alike and is the vector diagram of the impedance of the equal circuit at the time of leakage inductance tuning.

[Drawing 9] secondary resistance -- and it is alike and is the timing diagram of the electrical-potential-difference command value and current detection value at the time of leakage inductance tuning.

[Drawing 10] It is the block diagram which applied the operation gestalt according to claim 10.

[Drawing 11] It is the block diagram which applied claims 11-13 and the operation gestalt of invention given in 17.

[Drawing 12] It is the T-1 mold representative circuit schematic of an induction motor.

[Drawing 13] It is a representative circuit schematic at the time of passing a direct current to an induction motor.

[Drawing 14] It is the timing diagram of the electrical-potential-difference command value and current detection value at the time of primary resistance tuning.

[Drawing 15] It is the graph of the electrical-potential-difference command value and current detection value at the time of primary resistance tuning.

[Drawing 16] It is the block diagram which applied claim 14 and the operation gestalt of 15 publications.

[Drawing 17] It is the block diagram of the average and the phase contrast computing element 8.

[Drawing 18] It is an equal circuit at the time of secondary resistance and leakage inductance tuning.

[Drawing 19] It is the timing diagram of the electrical-potential-difference command value and current detection value at the time of secondary resistance and leakage inductance tuning.

[Drawing 20] It is the vector diagram of the impedance of the equal circuit at the time of secondary resistance and leakage inductance tuning.

[Drawing 21] It is a variation diagram by the frequency of the real part component of the impedance of the equal circuit at the time of secondary resistance and leakage inductance tuning.

[Drawing 22] It is drawing showing the current when giving a signal (15Hz and 30Hz), and the relation of an electrical-potential-difference value.

[Drawing 23] It is the block diagram which applied the operation gestalt according to claim 16 to 19.

[Drawing 24] It is the T-1 mold representative circuit schematic of an induction motor.

[Drawing 25] It is drawing showing the time amount change wave of the current at the time of impressing direct current voltage in an induction motor.

[Description of Notations]

1 Motor Constant Operation Machine

2 Power Converter

3 Induction Motor

4 Five Current detector

6 Coordinate Transformation Machine (Three Phase -2 Phase-number Conversion)

7 Current Detection Value Computing Element

8 Average and Phase Contrast Computing Element

- 9 Coordinate Transformation Circuit (Three Phase -2 Phase-number Conversion and Dq Coordinate Transformation)
  - 10 Q Current PI Control Machine
  - 11 D Current PI Control Machine
  - 12 Electrical-Potential-Difference Command Computing Element
  - 13 Current PI Control Machine
  - 14 Speed-Control Machine
- 

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-22813

(P2002-22813A)

(43) 公開日 平成14年1月23日 (2002.1.23)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テーマコード(参考)

G 0 1 R 31/34

G 0 1 R 31/34

F 2 G 0 1 6

H 0 2 P 21/00

H 0 2 P 5/408

Z 5 H 5 7 6

審査請求 未請求 請求項の数19 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号

特願2000-212896 (P2000-212896)

(22) 出願日

平成12年7月13日 (2000.7.13)

(71) 出願人 000006622

株式会社安川電機

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

(72) 発明者 藤井 秋一

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

株式会社安川電機内

(72) 発明者 井浦 英昭

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

株式会社安川電機内

(74) 代理人 100088328

弁理士 金田 暢之 (外2名)

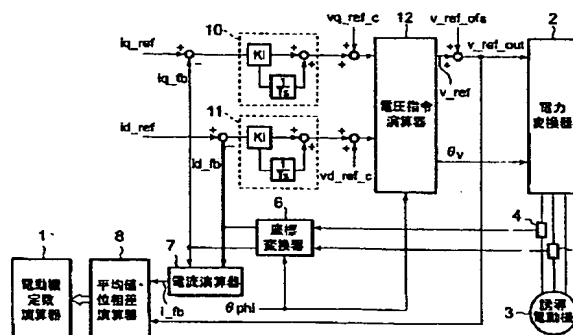
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導電動機の電動機定数測定方法

(57) 【要約】

【課題】 誘導電動機に負荷が結合された状態でも誘導電動機の定数を高精度にチューニングすることが可能であり、かつ、測定演算方法の実現のための演算が簡単な誘導電動機の電動機定数測定方法を提供する。

【解決手段】 電圧出力位相 $\theta_v$ は予め設定された任意の位相とし、電流を流すに際して、まず比例積分制御器13を有効にした状態で電圧指令を入力して運転し、所定の時間通電後、比例積分制御器13のゲインを0とすることにより、積分値を一定に保つことで電圧指令値を固定した状態で電圧指令値および電流検出値を測定し、 $k$ の測定を2種類の大きさの電流について行い、その時の傾きから一次抵抗値（あるいは線間抵抗値）を求める。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 電動機の一次電流のd軸成分の電流指令とd軸成分の電流検出値を入力とし、両者の偏差を零とするように制御するd軸電流比例積分制御器と、この比例積分制御器の出力と任意のd軸補助電圧指令値とを加算し、d軸電圧指令値を得る第1の加算器と、電動機の一次電流のq軸成分の電流指令とq軸成分の電流検出値を入力とし、両者の偏差を零とするように制御するq軸電流比例積分制御器と、この比例積分制御器の出力と任意のq軸補助電圧指令値とを加算し、q軸電圧指令値を得る第2の加算器と、d軸電圧指令値およびq軸電圧指令値から電圧指令の大きさ $v_{ref}$ と電圧位相 $\theta_v$ を演算し、電圧指令の大きさと電圧指令の位相を基に直流を三相交流に変換して出力する電力変換器を有し、電動機を三相Y（スター）結線の等価回路に変換して扱うことにより制御する、電動機のベクトル制御装置における誘導電動機の電動機定数測定方法であって、

予め任意に設定された一定値のd軸電流指令値 $i_{d\_ref1}$ とq軸電流指令値 $i_{q\_ref1}$ を1番目の指令値として与え、d軸補助電圧指令値 $v_{d\_ref\_c}$ とq軸補助電圧指令値 $v_{q\_ref\_c}$ をとともに零として与えて前記ベクトル制御装置を動作させ、予め設定された第1の時間経過した後、d軸比例積分制御器の比例ゲインおよびq軸比例積分制御器の比例ゲインを零とし、この時刻から予め設定された第2の時間経過した後、d軸電圧指令 $v_{d\_ref}$ およびq軸電圧指令 $v_{q\_ref}$ から電圧指令

## 【数1】

$$v_{ref} = \sqrt{(v_{d\_ref}^2 + v_{q\_ref}^2)}$$

を作成し、d軸電流検出値 $i_{d\_fb}$ とq軸電流検出値 $i_{q\_fb}$ から電流検出値

## 【数2】

$$i_{fb} = \sqrt{(i_{d\_fb}^2 + i_{q\_fb}^2)}$$

を作成し、この第2の時間内の任意の時間内において記録した $v_{ref}$ の平均値と $i_{fb}$ の平均値を1番目のデータ $v_{ref1}$ 、 $i_{fb1}$ とし、次に、前記両比例積分制御器のゲインを元の値に戻し、予め任意に設定された一定値のd軸電流指令値 $i_{d\_ref2}$ とq軸電流指令値 $i_{q\_ref2}$ を2番目の指令値として与え、d軸補助電圧指令値 $v_{d\_ref\_c}$ とq軸補助電圧指令値 $v_{q\_ref\_c}$ をとともに零として与えて前記ベクトル制御装置を動作させ、予め設定された第1の設定時間経過した後、d軸電流比例積分制御器の比例ゲインおよびq軸電流比例積分制御器の比例ゲインを零とし、この時刻から予め設定された第2の時間経過した後、この第2の時間内の任意の時間内において記録した $v_{ref}$ の平均値と $i_{fb}$ の平均値を2番目のデータ $v_{ref2}$ 、 $i_{fb2}$ として電動機の1

次抵抗を

## 【数3】

$$R1 = \{(v_{ref2} - v_{ref1}) / \sqrt{3}\} / (i_{fb2} - i_{fb1})$$

より求め、および電動機の線間抵抗値を $R_{L-L} = 2 \cdot R1$ より求める、誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項2】 第1の時間経過した後、d軸電流比例積分制御器の出力をd軸補助電圧指令値とすると同時にd軸電流比例積分制御器の比例ゲインおよび積分ゲインおよびd軸電流比例積分制御器の出力を零とし、q軸電流比例積分制御器の出力をq軸補助電圧指令値とすると同時にq軸電流比例積分制御器の比例ゲインおよび積分ゲインおよびq軸電流比例積分制御器の出力を零として前記第1の時間経過後の動作を同様に行う、請求項1記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項3】 予め任意に設定された一定値の指令値であるd軸電流指令値とq軸電流指令値を3種類以上のレベルとし、それぞれの区間において求めた一次抵抗の値の平均値を一次抵抗値として求める、請求項1または2記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項4】 電動機の一次電流のd軸成分の電流指令とd軸成分の電流検出値を入力し、両者の偏差を零とするように制御するd軸電流比例積分制御器と、この比例積分制御器の出力と任意のd軸補助電圧指令値とを加算し、d軸電圧指令値を得る第1の加算器と、電動機の一次電流のq軸成分の電流指令とq軸成分の電流検出値を入力とし、両者の偏差を零とするように制御するq軸電流比例積分制御器と、この比例積分制御器の出力と任意のq軸補助電圧指令値とを加算し、q軸電圧指令値を得る第2の加算器と、d軸電圧指令値およびq軸電圧指令値から電圧指令の大きさ $v_{ref}$ と電圧位相 $\theta_v$ を演算し、電圧指令の大きさと電圧指令の位相を基に直流を三相交流に変換して出力する電力変換器を有し、電動機を三相Y（スター）結線の等価回路に変換して扱うことにより制御する、電動機のベクトル制御装置における誘導電動機の電動機定数測定方法であって、

前記両比例積分制御器のゲインおよび出力およびd軸補助電圧指令およびq軸補助電圧指令を零とし、電圧位相 $\theta_v$ を予め設定された任意の固定値とし、電圧指令の大きさ $v_{ref}$ を、電動機の定格運転周波数の10分の1以上の周波数 $f_h$ および電圧の振幅を $v_{amp}$ として $v_{ref} = v_{amp} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_h \cdot t)$ で与え、 $v_{amp}$ は、d軸電流検出値 $i_{d\_fb}$ とq軸電流検出値 $i_{q\_fb}$ から求まる電流値

## 【数4】

$$i_{fb} = \sqrt{(i_{d\_fb}^2 + i_{q\_fb}^2)}$$

が予め任意に設定された第1の電流設定値になるように $i_{fb}$ を監視しながら $v_{amp}$ を加減調整し、 $i_{fb}$ が前記第1の電流設定値になった後、任意の設定時間

を経過した後、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  の絶対値の平均値を  $v\_ref\_ave1$ 、電流検出値  $i\_fb$  の大きさの絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave1$ 、および  $v\_ref$  を基準とした  $i\_fb$  の位相を  $\theta dif1$  とし、  
次に、予め設定された第2の電流設定値になるように  $v*$

$$Zx = \{(v\_ref\_ave2 - v\_ref\_ave1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave2 - i\_fb\_ave1), \theta dif\_L = (\theta dif1 + \theta dif2) / 2$$

$$Zx\_r = Zx \cdot \cos \theta dif\_L, Zx\_i = Zx \cdot \sin \theta dif\_L$$

を計算し、これから、

電動機の二次抵抗を  $R2 = Zx\_r - R1$ 、漏れインダクタンスを  $L = Zx\_i / (2 \cdot \pi \cdot fh)$  として求める、誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項5】 電圧指令値に直流オフセット成分  $v\_ref\_ofs$  を加え、 $v\_ref = v\_amp \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot fh \cdot t) + v\_ref\_ofs$  となる電圧指令を与え、電流検出値  $i\_fb$  を、直流成分を除去し  $fh$  成分の信号は通過できるように設計されたハイパスフィルタに入力し、その出力を新たに  $i\_fb$  として用い、同様に  $v\_ref$  を  $i\_fb$  に用いたのと同じ特性を持つハイパスフィルタに入力し、その出力を新たに  $v*$

$$R1 = \{(v\_ref\_dc2 - v\_ref\_dc1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_dc2 - i\_fb\_dc1)$$

を求め、この一次抵抗値を用いて二次抵抗  $R2$  を求める、請求項5記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項7】 電動機の一次電流の  $d$  軸成分の電流指令と  $d$  軸成分の電流検出値を入力し、両者の偏差を零とするように制御する  $d$  軸電流比例積分制御器と、この比例積分制御器の出力と任意の  $d$  軸補助電圧指令値とを加算し、 $d$  軸電圧指令値を得る第1の加算器と、電動機の一次電流の  $q$  軸成分の電流指令と  $q$  軸成分の電流検出値を入力し、両者の偏差を零とするように制御する  $q$  軸電流比例積分制御器と、この比例積分制御器の出力と任意の  $q$  軸補助電圧指令値とを加算し、 $q$  軸電圧指令値を得る第2の加算器と、 $d$  軸電圧指令値および  $q$  軸電圧指令値から電圧指令の大きさ  $v\_ref$  と電圧位相  $\theta v$  を演算し、電圧指令の大きさと電圧指令の位相を基に直流を三相交流に変換して出力する電力変換器を有し、電動機を三相Y（スター）結線の等価回路に変換して扱うことにより制御する、電動機のベクトル制御装置における誘導電動機の電動機定数測定方法であって、前記両比例積分制御器のゲインおよび出力および  $d$  軸補助電圧指令および  $q$  軸補助電圧指令を零とし、電圧位相  $\theta v$  を予め設定された任意の固定値とし、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  を、電動機の定格運転周波数の5分の1に★

$$Zx2 = \{(v\_ref\_ave4 - v\_ref\_ave3) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave4 - i\_fb\_ave3), \theta dif\_m = (\theta dif3 + \theta dif4) / 2$$

$$Zx\_r2 = Zx \cdot \cos \theta dif\_m$$

を計算し、これから、

電動機の相互インダクタンスを

【数9】

\*  $amp$  を調整し、前記設定時間経過した後、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  の絶対値の平均値を  $v\_ref\_ave2$ 、電流検出値  $i\_fb$  の大きさの絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave2$ 、 $v\_ref$  を基準とした  $i\_fb$  の位相を  $\theta dif2$  とし、  
【数5】

10※  $v\_ref$  として用いて前記演算式を用いて電動機の二次抵抗  $R2$  および漏れインダクタンス  $L$  を求める、請求項4記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項6】 第1の電流設定値におけるハイパスフィルタに入力する前の電圧指令  $v\_ref$  の平均値  $v\_ref\_dc1$  および電流検出値  $i\_fb$  の平均値  $i\_fb\_dc1$  と、第2の電流設定値におけるハイパスフィルタに入力する前の電圧指令  $v\_ref$  の平均値  $v\_ref\_dc2$  および電流検出値  $i\_fb$  の平均値  $i\_fb\_dc2$  を用いて、一次抵抗

20 【数6】

★下の周波数  $f1$  および電圧の振幅を  $v\_amp$  として  $v\_ref = v\_amp \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f1 \cdot t)$  で与え、 $v\_amp$  は、 $d$  軸電流検出値  $i\_d\_fb$  と  $q$  軸電流検出値  $i\_q\_fb$  から求まる電流値

【数7】

$$i\_fb = \sqrt{(i\_d\_fb^2 + i\_q\_fb^2)}$$

が予め任意に設定された第1の電流設定値になるように  $i\_fb$  を監視しながら  $v\_amp$  を加減調整する機能を有し、 $i\_fb$  が前記第1の電流設定値になった後、任意の第1の設定時間を経過した後、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  の絶対値の平均値を  $v\_ref\_ave3$ 、電流検出値  $i\_fb$  の大きさの絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave3$ 、 $v\_ref$  を基準とした  $i\_fb$  の位相を  $\theta dif3$  とし、

次に、予め設定された第2の電流設定値になるように  $v\_amp$  を調整し、前記第1の設定時間を経過した後、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  の絶対値の平均値を  $v\_ref\_ave4$ 、電流検出値  $i\_fb$  の大きさの絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave4$ 、 $v\_ref$  を基準とした  $i\_fb$  の位相を  $\theta dif4$  とし、  
【数8】

$$M = \frac{R2}{2 \cdot \pi \cdot f1} \cdot \sqrt{\frac{Zx\_r2 - R1}{R1 + R2 - Zx\_r2}}$$



として求める、誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項8】 電圧指令値に直流オフセット成分  $v\_ref\_ofs$  を加え、 $v\_ref = v\_amp \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_l \cdot t) + v\_ref\_ofs$  となる電圧指令を与え、電流検出値  $i\_fb$  を、直流成分を除去し  $f_h$  成分の信号は通過できるように設計されたハイパスフィルタに入力し、その出力を新たに  $i\_fb$  として用い、同様に  $v\_ref$  を  $i\_fb$  に用いたのと同じ特性を持つハイパスフィルタに入力し、その出力を新たに  $v\_ref$  として前記演算式を用いて電動機の相互インダクタンス  $M$  を求める、請求項7記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

$$R1 = \{(v\_ref\_dc2 - v\_ref\_dc1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_dc2 - i\_fb\_dc1)$$

を求め、この一次抵抗値を用いて二次抵抗  $R2$  を求める、請求項8記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。  
【請求項10】 電動機の一次電流の  $d$  軸成分の電流指令と  $d$  軸成分の電流検出値を入力し、両者の偏差を零とするように制御する  $d$  軸電流比例積分制御器と、電動機の一次電流の  $q$  軸成分の電流指令と  $q$  軸成分の電流検出値を入力し、両者の偏差を零とするように制御する  $q$  軸電流比例積分制御器と、前記  $d$  軸電流比例積分制御器の出力である  $d$  軸電圧指令値および前記  $q$  軸電流比例積分制御器の出力である  $q$  軸電圧指令値から電圧指令の大きさ  $v\_ref$  と電圧位相  $\theta_v$  を演算し、電圧指令の大きさと電圧指令の位相を基に直流を三相交流に変換して※

$$\begin{aligned} V_{qq} &= \frac{v_{q\_ref}}{\sqrt{3}} - R1 \cdot i_{q\_fb} - 2\pi \cdot f_{phi} \cdot L \cdot i_{d\_fb} \\ V_{dd} &= \frac{v_{d\_ref}}{\sqrt{3}} - R1 \cdot i_{d\_fb} + 2\pi \cdot f_{phi} \cdot L \cdot i_{q\_fb} \\ Q &= V_{qq} \cdot i_{d\_fb} - V_{dd} \cdot i_{q\_fb} \\ E &= \sqrt{V_{qq}^2 + V_{dd}^2} \\ M &= \frac{E^2}{2\pi \cdot f_{phi} \cdot Q} \\ I0 &= \frac{V\_base / \sqrt{3}}{2\pi \cdot f\_base (M + L)} \end{aligned}$$

を計算することにより、電動機の相互インダクタンス  $M$  および無負荷電流  $I0$  の両方あるいはどちらか一方を求める、誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項11】 インバータにより三相交流を誘導電動機に供給し、該電動機の変速運転を行う電動機制御装置であって、インバータ出力の任意の二相あるいは三相を流れる電流を検出する電流検出器と、電動機に流す一次電流の電流指令値と該電流検出器により検出された電流値から得られた一次電流検出器の一次電流値  $i\_fb$  とを入力し、両者の偏差を零とするように出力電圧指令値  $v\_ref$  を制御する比例積分制御器と、電圧指令値  $v\_ref$  と電圧出力位相  $\theta_v$  を基に三相交流を出力する電力変換器を有し、電動機を三相  $Y$  (スター) 結線

※ クタンス  $M$  を求める、請求項7記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項9】 第1の電流設定値におけるハイパスフィルタに入力する前の電圧指令  $v\_ref$  の平均値  $v\_ref\_dc1$  および電流検出値  $i\_fb$  の平均値  $i\_fb\_dc1$  と、第2の電流設定値におけるハイパスフィルタに入力する前の電圧指令  $v\_ref$  の平均値  $v\_ref\_dc2$  および電流検出値  $i\_fb$  の平均値  $i\_fb\_dc2$  を用いて、一次抵抗

【数10】

※ 出力する電力変換器を有し、任意の速度指令に一致して運転するように  $d$  軸電流指令および  $q$  軸電流指令を制御する電動機制御装置における誘導電動機の電動機定数測定方法であって、  
任意の負荷状態、任意の速度で電動機を運転した状態で、任意の時刻において、出力周波数  $f_{phi}$ 、 $d$  軸電圧指令  $v_{d\_ref}$ 、 $q$  軸電圧指令  $v_{q\_ref}$ 、 $d$  軸電流検出値  $i_{d\_fb}$ 、 $q$  軸電流検出値  $i_{q\_fb}$  および電動機の基底電圧  $v\_base$ 、基底周波数  $f\_base$ 、一次抵抗値  $R1$ 、漏れインダクタンス  $L$  を用いて  
【数11】

の等価回路に変換して扱う電動機制御装置における誘導電動機の電動機定数測定方法であって、

電圧出力位相  $\theta_v$  は予め設定された任意の位相とし、予め任意に設定された一定値の電流指令値  $i\_ref1$  を1番目の指令値として与え、前記比例積分制御器を動作させ、予め設定された第1の時間経過した後、前記比例積分制御器の比例ゲインを零とし、この時刻から予め設定された第2の時間経過した後、この第2の時間内の任意の時間内において記録した  $v\_ref$  の平均値と  $i\_fb$  の平均値を第1番目のデータ  $v\_ref1$ 、 $i\_fb1$  とし、

次に、前記比例積分制御器のゲインを元の値に戻し、予め任意に設定された一定値の電流指令値  $i\_ref2$  を

2番目の指令値として与え、前記比例積分制御器を動作させ、予め設定された第1の時間経過した後、前記比例積分制御器の比例ゲインを零とし、この時刻から予め設定された第2の時間経過した後、この第2の時間内の任意の時間内において記録した $v\_ref$ の平均値と $i\_fb$ の平均値を2番目のデータ $v\_ref2$ 、 $i\_fb2$ とし、

電動機の1次抵抗 $R1$ を

【数12】

$$R1 = \{(v\_ref2 - v\_ref1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb2 - i\_fb1)$$
より求め、電動機の線間抵抗値を $R_{L-L} = 2 \cdot R1$ より求める、誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項12】 予め任意に設定された一定値の指令値である電流指令値を3種類以上のレベルとし、それぞれの区間において求めた一次抵抗の値の平均値を一次抵抗値として求める、請求項1記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項13】 計測した値 $v\_ref1$ 、 $i\_fb1$ 、 $v\_ref2$ 、 $i\_fb2$ から得られる一次方程式から電流検出値 $i\_fb$ が零のときの電流指令値 $v\_ref0$ を演算し、電圧オフセット値とする、請求項1記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項14】 インバータにより三相交流を誘導電動機に供給し、該電動機の変速運転を行う電動機制御装置であって、インバータ出力の任意の二相あるいは三相に設けられた電流検出器と、電動機に流す一次電流の電流指令値と該電流検出器により検出された電流値から得\*

$$Zx1 = (v\_ref\_ave1 / \sqrt{3}) / (i\_fb\_ave1), \quad Zx2 = (v\_ref\_ave2 / \sqrt{3}) / (i\_fb\_ave2)$$

$$Zxr1 = Zx1 \cdot \cos \theta_{dif\_1},$$

$$Zxi1 = Zx1 \cdot \sin \theta_{dif\_1},$$

を計算し、周波数 $f_{h1}$ のときの $Zxr1$ および周波数 $f_{h2}$ のときの $Zxr2$ を用いて得られる一次方程式から周波数 $f_h$ が $f_{h1} \cdot f_{h2} / (f_{h1} + f_{h2})$ のときの $Zxr$ の値を演算し、これと電動機の一次抵抗値 $R1$ を用いて電動機の二次抵抗を $R2 = Zxr - R1$ により求め、

また、 $f_{h1}$ および $f_{h2}$ の高い方の周波数を $f_{h\_1}$ とし、このときの $Zxi$ の値を $Zxi$ とした場合に、漏れインダクタンスを $L = Zxi / (2 \cdot \pi \cdot f_{h\_1})$ より求める、誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項15】 請求項13記載の方法で求めた電圧オフセット値 $v\_ref0$ を用いて、

【数14】

$$Zx1 = (v\_ref\_ave1 / \sqrt{3} - v\_ref0) / (i\_fb\_ave1),$$

$$Zx2 = (v\_ref\_ave2 / \sqrt{3} - v\_ref0) / (i\_fb\_ave2)$$

とすることにより、電動機の二次抵抗 $R2$ および漏れインダクタンス $L$ を求める、請求項14記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

\*られた一次電流検出器の一次電流値 $i\_fb$ を入力し、両者の偏差を零とするように出力電圧指令値 $v\_ref$ を制御する比例積分制御器と、電圧指令値 $v\_ref$ と電圧出力位相 $\theta_v$ を基に三相交流を出力する電力変換器を有し、電動機を三相Y（スター）結線の等価回路に変換して扱う電動機制御装置における誘導電動機の電動機定数測定方法であって、

電圧位相 $\theta_v$ を予め設定された任意の固定値とし、電圧指令の大きさ $v\_ref$ を、電動機の基底運転周波数の10分の1以上の周波数 $f_{h1}$ および電圧の振幅を $v\_amp$ として $v\_ref = v\_amp \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{h1} \cdot t)$ で与え、電流検出値 $i\_fb$ が予め任意に設定された電流設定値になるように $i\_fb$ を監視しながら $v\_amp$ を加減調整し、 $i\_fb$ が前記電流設定値になった後、任意の設定時間を経過した後、電圧指令の大きさ $v\_ref$ の絶対値の平均値を $v\_ref\_ave1$ 、電流検出値 $i\_fb$ の大きさの絶対値の平均値を $i\_fb\_ave1$ 、 $v\_ref$ を基準とした $i\_fb$ の位相を $\theta_{dif1}$ とし、

次に、周波数を電動機の基底運転周波数の10分の1以上で $f_{h1}$ とは異なる周波数 $f_{h2}$ とし、前記電流設定値になるように $v\_amp$ を調整し、前記設定時間を経過した後、電圧指令の大きさ $v\_ref$ の絶対値の平均値を $v\_ref\_ave2$ 、電流検出値 $i\_fb$ の大きさの絶対値の平均値を $i\_fb\_ave2$ 、 $v\_ref$ を基準とした $i\_fb$ の位相を $\theta_{dif2}$ とし、

【数13】

$$Zxr2 = Zx2 \cdot \cos \theta_{dif\_2},$$

$$Zxi2 = Zx2 \cdot \sin \theta_{dif\_2}$$

【請求項16】 インバータにより三相交流を誘導電動機に供給し、該誘導電動機の変速運転を行う電動機制御装置であって、出力電圧指令値 $v\_ref$ と電圧出力位相 $\theta_v$ を基に三相交流を出力する電力変換器と、該誘導電動機に流れる一次電流を検出する電流検出器を有し、該電流検出器により検出した電流値から得られる一次電流検出値 $i1$ を入力とする電動機制御装置における誘導電動機の電動機定数測定方法であって、

誘導電動機の一相当りの等価回路をT-1型等価回路とし、

電圧位相 $\theta_v$ を予め設定された任意の固定値とし、電圧指令 $v\_ref$ として所定の一定値を与え、この際に誘導電動機に流れる一次電流検出値 $i1$ を読み取り、前記一次電流値 $i1$ および別的手段により与えられた一次抵抗値 $R1$ 、二次抵抗値 $R2$ を用いて、相互インダクタンス $M$ に流れる電流 $i_m$ を

【数15】

(6)

特開 2002-22813

$$\hat{i}_m = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \cdot i1 - \frac{v\_ref}{R2}$$

により推定し、この電流推定値  
【外 1】

$$\hat{i}_m(t)$$

の立ち上がり波形から時定数  
【外 2】

$$\hat{\tau}_{im}$$

を求め、相互インダクタンス M を  
【数 16】

$$M = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot \hat{\tau}_{im}$$

により求める、誘導電動機の電動機定数測定方法。  
【請求項 17】 相互インダクタンス M あるいは時定数  
【外 3】

$$\hat{\tau}_{im}$$

および別の手段により与えられた一次抵抗値 R1、漏れインダクタンス L、二次抵抗値 R2 ならびに電動機の定格として与えられる定格電圧 Vrate、定格周波数 frate と前記相互インダクタンス M を用いて無負荷電流 I0 を求める、請求項 16 記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

【請求項 18】 インバータにより三相交流を誘導電動機に供給し、該誘導電動機の可変速運転を行う電動機制御装置であって、出力電圧指令値 v\_ref と電圧出力位相 θv を基に三相交流を出力する電力変換器と、該誘導電動機に流れる一次電流を検出する電流検出器を有し、該電流検出器により検出した電流値から得られる一次電流検出値 i1 を入力とする電動機制御装置における誘導電動機の電動機定数測定方法であって、誘導電動機の一相当りの等価回路を T-1 型等価回路とし、電圧位相 θv を予め設定された任意の固定値とし、電圧指令 v\_ref として所定の一定値を与え、この際に誘導電動機に流れる一次電流検出値 i1 を読み取り、かつ、電圧指令 v\_ref を与えた場合に、一次電流値 i1 が一定値に収束したときの値を  
【外 4】

$$i1_\infty$$

とした場合に、前記一次電流値 i1 および別の手段により与えられた一次抵抗値 R1、二次抵抗値 R2 を用いて、相互インダクタンス M に流れる電流 im を  
【数 17】

$$\hat{i}_m = i1 - \frac{R1}{R2} (i1_\infty - i1)$$

10

により推定し、この電流推定値  
【外 5】

$$\hat{i}_m(t)$$

の立ち上がり波形から時定数  
【外 6】

$$\hat{\tau}_{im}$$

を求め、相互インダクタンス M を  
10 【数 18】

$$M = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot \hat{\tau}_{im}$$

により求める、誘導電動機の電動機定数測定方法。  
【請求項 19】 求めた相互インダクタンス M あるいは時定数  
【外 7】

$$\hat{\tau}_{im}$$

および別の手段により与えられた一次抵抗値 R1、漏れインダクタンス L、二次抵抗値 R2 ならびに電動機の定格として与えられる定格電圧 Vrate、定格周波数 frate と前記相互インダクタンス M を用いて無負荷電流 I0 を求める、請求項 18 記載の誘導電動機の電動機定数測定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、誘導電動機の電動機定数を測定する方法に関するものである。

【0002】

30 【従来の技術】従来技術として、JEC-37 に示されるような巻線抵抗測定、拘束試験、無負荷試験を行って電動機定数を求める方法をインバータの制御ソフトウェアに組込んだものがある（従来例 1）。また、誘導電動機を停止したままの状態、誘導電動機の定数をチューニングする方法として、特開平 7-55899 がある（従来例 2）。この方法では、単相交流を誘導電動機に供給し、d 軸電流検出値あるいは q 軸電流検出値をフーリエ級数展開し、誘導電動機の定数を求めていた。ここで、d-q 軸座標は電動機の回転磁界と同じ速度で回転する回転座標である。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】従来例 1 に示す方法では、拘束試験と無負荷電流試験の間に誘導電動機の回転子の固定および固定の解除といった作業が必要であり、インバータ駆動による自動計測には向いていない面がある。また、無負荷電流試験では、誘導電動機単体で運転する必要があり、負荷が既に結合されている場合には、一旦切り離し電動機単体にするという作業が必要となり、効率が悪いという問題があった。

50 【0004】また、従来例 2 では、単相交流を印加し、

フーリエ級数展開を利用して求めているのでソフトが複雑になり、ソフトの処理時間が長くなり、ソフトに大きな記憶容量を要するといった問題があった。

【0005】したがって、本発明の目的は、誘導電動機に負荷が結合された状態でも誘導電動機の定数を高精度にチューニングすることが可能であり、かつ、このための演算が簡単な、誘導電動機の電動機定数測定方法を提供することである。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明は、電動機一次電流を磁束成分（d軸成分）とトルク成分（q軸成分）とに分離し、d軸成分の電流指令とd軸成分の電流検出値を入力とし、両者の偏差を零とするように制御するd軸電流比例積分制御器と、この比例積分制御器の出力と任意のd軸補助電圧指令値とを加算し、d軸電圧指令値を得る第1の加算器と、q軸成分の電流指令とq軸成分の電流検出値を入力とし、両者の偏差を零とするように制御するq軸電流比例積分制御器と、この比例積分制御器の出力と任意のq軸補助電圧指令値とを加算し、q軸電圧指令値を得る第2の加算器と、d軸電圧指令値およびq軸電圧指令値から電圧指令の大きさ $v\_ref$ と電圧位相 $\theta_v$ を演算し、電圧指令の大きさと電圧指令の位相を基に直流を三相交流に変換して出力する電力変換器を有し、電動機を三相Y（スター）結線の等価回路に変換して扱うことにより制御する、電動機のベクトル制御装置において、予め任意に設定された一定値のd軸電流指令値 $i\_d\_ref1$ とq軸電流指令値 $i\_q\_ref1$ を1番目の指令値として与え、d軸補助電圧指令値 $v\_d\_ref\_c$ とq軸補助電圧指令値 $v\_q\_ref\_c$ とともに零として与えて前記ベクトル制御装置を動作させ、予め設定された第1の時間経過した後、d軸比例積分制御器の比例ゲインおよびq軸比例積分制御器の比例ゲインを零とし、この時刻から予め設定された第2の時間経過した後、d軸電圧指令 $v\_d\_ref$ およびq軸電圧指令 $v\_q\_ref$ から電圧指令

【0007】

【数19】

$$v\_ref = \sqrt{(v\_d\_ref^2 + v\_q\_ref^2)}$$

【0008】を作成し、d軸電流検出値 $i\_d\_fb$ とq軸電流検出値 $i\_q\_fb$ から電流検出値

【0009】

【数20】

$$i\_fb = \sqrt{(i\_d\_fb^2 + i\_q\_fb^2)}$$

【0010】を作成し、この第2の時間内の任意の時間内において記録した $v\_ref$ の平均値と $i\_fb$ の平\*

$$Zx = \{(v\_ref\_ave2 - v\_ref\_ave1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave2 - i\_fb\_ave1), \theta_{dif\_L} = (\theta_{dif1} + \theta_{dif2}) / 2$$

$$Zx\_r = Zx \cdot \cos \theta_{dif\_L}, Zx\_i = Zx \cdot \sin \theta_{dif\_L}$$

\* 均値を1番目のデータ $v\_ref1$ 、 $i\_fb1$ とし、次に、前記両比例積分制御器のゲインを元の値に戻し、予め任意に設定された一定値のd軸電流指令値 $i\_d\_ref2$ とq軸電流指令値 $i\_q\_ref2$ を2番目の指令値として与え、d軸補助電圧指令値 $v\_d\_ref\_c$ とq軸補助電圧指令値 $v\_q\_ref\_c$ とともに零として与えて前記ベクトル制御装置を動作させ、予め設定された第1の設定時間経過した後、d軸電流比例積分制御器の比例ゲインおよびq軸電流比例積分制御器の比例ゲインを零とし、この時刻から予め設定された第2の時間経過した後、この第2の時間内の任意の時間内において記録した $v\_ref$ の平均値と $i\_fb$ の平均値を第2番目のデータ $v\_ref2$ 、 $i\_fb2$ として電動機の1次抵抗を

【0011】

【数21】

$$R1 = \{(v\_ref2 - v\_ref1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb2 - i\_fb1)$$

【0012】より求め、および電動機の線間抵抗値を $R_{L-L} = 2 \cdot R1$ より求める。

【0013】あるいは、比例積分制御器のゲインおよび出力およびd軸補助電圧指令およびq軸補助電圧指令を零とし、電圧位相 $\theta_v$ を予め設定された任意の固定値とし、電圧指令の大きさ $v\_ref$ を、電動機の電動機の定格運転周波数の10分の1以上の適当な周波数 $f_h$ および電圧の振幅を $v\_amp$ として $v\_ref = v\_amp \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_h \cdot t)$ で与え、 $v\_amp$ は、d軸電流検出値 $i\_d\_fb$ とq軸電流検出値 $i\_q\_fb$ から求める電流値

【0014】

30 【数22】

$$i\_fb = \sqrt{(i\_d\_fb^2 + i\_q\_fb^2)}$$

【0015】が予め任意に設定された電流設定値になるように $i\_fb$ を監視しながら $v\_amp$ を加減調整し、 $i\_fb$ が前記電流設定値になった後、任意の設定時間を経過した後、電圧指令の大きさ $v\_ref$ の絶対値の平均値を $v\_ref\_ave1$ 、電流検出値 $i\_fb$ の大きさの絶対値の平均値を $i\_fb\_ave1$ 、および $v\_ref$ を基準とした $i\_fb$ の位相を $\theta_{dif1}$ とし、次に、予め設定された第4の電流設定値になるように $v\_amp$ を調整し、前記設定時間経過した後、電圧指令の大きさ $v\_ref$ の絶対値の平均値を $v\_ref\_ave2$ 、電流検出値 $i\_fb$ の大きさの絶対値の平均値を $i\_fb\_ave2$ 、 $v\_ref$ を基準とした $i\_fb$ の位相を $\theta_{dif2}$ とし、

【0016】

【数23】

【0017】を計算し、これらから、電動機の二次抵抗を  $R2 = Zx\_r - R1$ 、漏れインダクタンスを  $L = Zx\_i / (2 \cdot \pi \cdot f_h)$  として求める。

【0018】あるいは、比例積分制御器のゲインおよび出力およびd軸補助電圧指令およびq軸補助電圧指令を零とし、電圧位相  $\theta_v$  を予め設定された任意の固定値とし、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  を、電動機の電動機の定格運転周波数の5分の1以下の適当な周波数  $f_l$  および電圧の振幅を  $v\_amp$  として  $v\_ref = v\_amp \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_l \cdot t)$  で与え、 $v\_amp$  は、d軸電流検出値  $i\_d\_fb$  とq軸電流検出値  $i\_q\_fb$  から求める電流値

【0019】

【数24】

$$i\_fb = \sqrt{(i\_d\_fb^2 + i\_q\_fb^2)}$$

【0020】が予め任意に設定された第1の電流設定値\*

$$Zx2 = \{(v\_ref\_ave4 - v\_ref\_ave3) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave4 - i\_fb\_ave3), \theta\_dif\_m = (\theta\_dif3 + \theta\_dif4) / 2$$

$$Zx\_r2 = Zx \cdot \cos \theta\_dif\_m$$

【0022】を計算し、これらから、電動機の相互インダクタンスを

【0023】

【数26】

$$M = \frac{R2}{2 \cdot \pi \cdot f_l} \cdot \sqrt{\frac{Zx\_r2 - R1}{R1 + R2 - Zx\_r2}}$$

【0024】として求める。

【0025】また、本発明は、インバータにより三相交流を誘導電動機に供給し、該電動機の可変速運転を行う電動機制御装置であって、インバータ出力の任意の二相あるいは三相を流れる電流を検出する電流検出器と、電動機に流す一次電流の電流指令値と該電流検出器により検出された電流値から得られた一次電流検出器の一次電流値  $i\_fb$  とを入力とし、両者の偏差を零とするように出力電圧指令値  $v\_ref$  を制御する比例積分制御器と、電圧指令値  $v\_ref$  と電圧出力位相  $\theta_v$  を基に三相交流を出力する電力変換器を有し、電動機を三相Y（スター）結線の等価回路に変換して扱う電動機制御装置における誘導電動機の電動機定数測定方法であって、電圧出力位相  $\theta_v$  は予め設定された任意の位相とし、電流を流すに際して、まず電流制御器を有効にした状態で電流指令を入力して運転し、所定の時間通電後、該電流制御器のゲインを0とすることにより、積分値を一定に保つことで電圧指令値を固定した状態で電流指令値および電流検出値を測定し、kの測定を2種類の大きさの電流について行い、その時の傾きから一次抵抗値（あるいは線間抵抗値）を求める。

【0026】また、電圧位相  $\theta_v$  を予め設定された任意の固定値とし、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  を正弦波で入力し、2つの周波数についてそれぞれ電圧指令値の平均

\*になるように  $i\_fb$  を監視しながら  $v\_amp$  を加減調整し、 $i\_fb$  が前記第1の電流設定値になった後、任意の第1の設定時間を経過した後に、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  の絶対値の平均値を  $v\_ref\_ave3$ 、電流検出値  $i\_fb$  の大きさの絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave3$ 、および  $v\_ref$  を基準とした  $i\_fb$  の位相を  $\theta\_dif3$  とし、次に、予め設定された第2の電流設定値になるように  $v\_amp$  を調整し、任意の第2の設定時間を経過した後に、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  の絶対値の平均値  $v\_ref\_ave4$ 、電流検出値  $i\_fb$  の大きさの絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave4$ 、 $v\_ref$  を基準とした  $i\_fb$  の位相を  $\theta\_dif4$  とし、

【0021】

【数25】

値および電流検出値の平均値ならびに電圧指令値と電流検出値の位相差を計算し、電圧指令値と電流検出値からインピーダンスを求め、さらに位相差によってインピーダンスを実部成分と虚部成分に分解し、実部成分から（一次抵抗値+二次抵抗値）、虚部成分から漏れインダクタンスによるインピーダンスを計算し、これらから二次抵抗値および漏れインダクタンス値を求めるようにしたものである。

【0027】そして、無負荷電流値については、電動機の一次電流を磁束成分（d軸成分）とトルク成分（q軸成分）とに分離し、d軸成分の電流指令とd軸成分の電流検出値を入力し、両者の偏差を零とするように制御するd軸電流比例積分制御器を有し、この比例積分制御器の出力をd軸電圧指令値とし、q軸成分の電流指令とq軸成分の電流検出値を入力とし、両者の偏差を零とするように制御するq軸電流比例積分制御器を有し、この比例積分制御器の出力をq軸電圧指令値とし、d軸電圧指令値およびq軸電圧指令値から電圧指令の大きさ  $v\_ref$  と電圧位相  $\theta_v$  を演算し、電圧指令の大きさと電圧指令の位相を基に直流を三相交流に変換して出力する電力変換器を有し、任意の速度指令に一致して運転するようにd軸電流指令およびq軸電流指令を制御する電動機制御装置において、通常の運転状態において、出力周波数  $f\_phi$ 、d軸電圧指令  $v\_d\_ref$ 、q軸電圧指令  $v\_q\_ref$ 、d軸電流検出値  $i\_d\_fb$ 、q軸電流検出値  $i\_q\_fb$  を測定し、あらかじめ設定されている電動機の基底電圧  $v\_base$ 、基底周波数  $f\_base$ 、一次抵抗値  $R1$ 、漏れインダクタンス  $L$  を用いて、電動機の相互インダクタンス  $M$  および無負荷電流  $I0$  の両方あるいはどちらか一方を求めるようにしたものである。

【0028】また、本発明は、インバータにより三相交流を誘導電動機に供給し、該電動機の可変速運転を行う電動機制御装置であって、出力電圧指令値  $v\_ref$  と電圧出力位相  $\theta_v$  を基に三相交流を出力する電力変換器を有し、該誘導電動機に流れる一次電流を検出する電流検出器を有し、該電流検出器により検出した電流値から得られる一次電流検出値  $i_1$  を入力とする電動機制御装置において、誘導電動機の一相当りの等価回路を  $T-1$  型等価回路とし、電圧位相  $\theta_v$  を予め設定された任意の固定値とし、電圧指令値  $v\_ref$  として所定の一定値を与え、この際に誘導電動機に流れる一次電流検出値  $i_1$  を読み取り、前記一次電流値  $i_1$  および別の手段により与えられた一次抵抗値  $R_1$ 、二次抵抗値  $R_2$  を用いて、相互インダクタンス  $M$  に流れる電流  $i_m$  を

【0029】

【数27】

$$\hat{i}_m = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot i_1 - \frac{v\_ref}{R_2}$$

【0030】により推定し、この電流推定値

【0031】

【外8】

$$\hat{i}_m$$

【0032】の立ち上がり波形から時定数

【0033】

【外9】

$$\hat{\tau}_{im}$$

【0034】を求め、この相互インダクタンス  $M$  を

【0035】

【数28】

$$M = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \tau_{im}$$

【0036】より求め、必要に応じ、この相互インダクタンス  $M$  あるいは時定数

【0037】

【外10】

$$\hat{\tau}_{im}$$

【0038】および別の手段により与えられた一次抵抗値  $R_1$ 、漏れインダクタンス  $L$ 、二次抵抗値  $R_2$  ならびに電動機の定格として与えられる定格電圧  $V_{rate}$ 、定格周波数  $f_{rate}$  と前記相互インダクタンス  $M$  を用いて無負荷電流  $I_0$  を求めるようにしたものである。

【0039】あるいは、電圧指令  $v\_ref$  を与えた場合に、一次電流値  $i_1$  が一定値に収束したときの値を

【0040】

【外11】

$i_{1m}$

【0041】とした場合に、前記一次電流値  $i_1$  および別の手段により与えられた一次抵抗値  $R_1$ 、二次抵抗値  $R_2$  を用いて、相互インダクタンス  $M$  に流れる電流  $i_m$  を

【0042】

【数29】

$$\hat{i}_m = i_1 - \frac{R_1}{R_2} (i_{1m} - i_1)$$

【0043】により電圧値を使わずに推定するようにしたもののである。

【0044】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

【0045】図1は本発明における誘導電動機の制御装置の一実施形態の構成を示すブロック図である。比例積分制御器10はq軸電流指令  $i_{q\_ref}$  とq軸電流検出値  $i_{q\_fb}$  の偏差が零となるように制御するものであり、比例積分制御器10の出力にq軸補助電圧指令  $v_{q\_ref\_c}$  を加算しq軸電圧指令  $v_{q\_ref}$  を作成する。同様に、比例積分制御器11はd軸電流指令  $i_{d\_ref}$  とd軸電流検出値  $i_{d\_fb}$  の偏差が零となるように制御するものであり、比例積分制御器11の出力にd軸補助電圧指令  $v_{d\_ref\_c}$  を加算しd軸電圧指令  $v_{d\_ref}$  を作成する。比例積分器の比例ゲインは  $K_i$ 、積分ゲインは  $(1/T)$  で表している。電圧指令演算器12は  $v_{q\_ref}$  および  $v_{d\_ref}$  から電圧指令の大きさ  $v\_ref$  および電圧位相  $\theta_v$  を演算し、さらに  $\theta_v$  に磁束の位相  $\theta_{phi}$  を加算して三相交流座標での電圧位相を計算する。また、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  には電圧指令オフセット値  $v\_ref\_ofs$  を加算する。ここで、 $i_{q\_ref}$  および  $i_{d\_ref}$  および  $\theta_{phi}$  は、通常の誘導電動機の運転状態では別に設けられた演算回路から与えられるものである。電力変換器2は前記  $v\_ref + v\_ref\_ofs$  および  $\theta_{ref}$  に基づく三相交流電圧を誘導電動機3に供給するための電力変換器である。誘導電動機3に流れる電流は電流検出器4および5で検出され、座標変換器6に入力され、d-q座標に変換され  $i_{q\_fb}$  および  $i_{d\_fb}$  となる。 $i_{q\_fb}$  および  $i_{d\_fb}$  は電流演算器7によってその合成ベクトルの大きさ  $i_{fb}$  に変換される。平均値・位相差演算器8は、 $v\_ref + v\_ref\_ofs$  および  $i_{fb}$  から誘導電動機3の電動機定数の演算に必要な電圧指令および電流検出値の平均値および電圧指令と電流検出値の位相差を演算する演算器であり、電動機定数演算器1は平均値・位相差演算器8で演算された信号を基に誘導電動機3の電動機定数を演算する演算器である。

【0046】図2に平均値・位相差演算器8の具体的な構成を示す。 $v\_ref$  および  $i_{fb}$  から図2に示す

構成によって、両者の位相差およびそれぞれの周波数成分の絶対値の平均値およびDC分を演算している。ここで、平均値はローパスフィルタ(LPF)によって求めているが、移動平均などによる方法でもよい。

【0047】図3に本実施形態で誘導電動機の電動機定数を求めるのに使用した誘導電動機のT-1型等価回路を示す。図3は一相当りの等価回路であり、印加される電圧は

【0048】

【外12】

$$V_{ref}/\sqrt{3}$$

【0049】となっている。I1は電動機の一次電流であり、R1は電動機の一次抵抗、R2は電動機の二次抵抗、lは電動機の漏れインダクタンス、Mは電動機の相互インダクタンスである。

【0050】請求項1の実施形態について説明する。

【0051】誘導電動機3に直流を印加した場合相互インダクタンスMにおけるインピーダンス $\omega M$ は零となるので図3の等価回路は図4に示すようになる。したがって、

【0052】

【外13】

$$R1=(V_{ref}/\sqrt{3})/I1$$

【0053】で求まる。線間抵抗として設定する場合に $R_{L-L}=2 \cdot R1$ を線間抵抗として取り扱う。一次抵抗のチューニングが開始されると、電流指令として任意に設定された第1の電流指令値として $i_{q\_ref}$ および $i_{d\_ref}$ を与える。電流指令が与えられると比例積分制御器10、11のゲインに応じて電圧指令が発生し、三相交流電圧が電力変換器2より出力されて電動機3に加えられ電流I1が流れる。電流I1は電流検出器4、5によって検出され、座標変換および電流演算され $i_{fb}$ として電動機定数演算器1に加えられる。電流の立ち上がりに必要な時間は比例積分制御器10、11のゲインで決まるのでこの時間を予め設定される任意の時間として設定しておき、この設定時間経過した後にq軸およびd軸の比例積分制御器の比例ゲインを零とする。これにより積分器への入力が入力となるため、比例制御器の出力は比例ゲインを零にする直前の出力値で固定されるので、電圧指令は一定値に保たれ安定する。この状態で一定時間待ち、この間に電圧指令 $v_{ref}$ および電流検出値 $i_{fb}$ の平均値測定を行い、それぞれ $v_{ref1}$ および $i_{fb1}$ とする。次に、比例積分制御器10、11の比例ゲインを元の値に戻し、電流指令値 $i_{q\_ref}$ および $i_{d\_ref}$ を第2の電流設定値とし、同様な操作を行い、この時の電圧指令値および電流指令値の平均をそれぞれ $v_{ref2}$ 、 $i_{fb2}$ とする。このときの電圧指令 $v_{ref}$ および電流検出値

$i_{fb}$ の時間変化を図5に示す。 $v_{ref1}$ 、 $i_{fb1}$ 、 $v_{ref2}$ 、 $i_{fb2}$ の関係は図6に示すようになり、この直線の傾きから一次抵抗値R1が求まる。 $v_{ref}$ が線間での値であることを考慮すると、

【0054】

【数30】

$$R1=\{(v_{ref2}-v_{ref1})/\sqrt{3}\}/(i_{fb2}-i_{fb1})$$

【0055】となる。

【0056】請求項2の実施形態を説明する。

10 【0057】上記に説明した請求項1記載の実施方法において、比例積分制御器10、11の比例ゲインKiを零とするときに、その時点でのq軸およびd軸電圧指令をそれぞれ補助電圧指令値 $v_{q\_ref\_c}$ および $v_{d\_ref\_c}$ に代入すると同時に比例積分制御器10、11の比例ゲインKiおよび積分ゲイン(1/T)および比例積分制御器10、11の出力を0とすることにより、電圧指令を与えるようにしたもので、その他の処理は請求項1の実施形態と同じである。

【0058】請求項3記載の実施形態について説明する。

【0059】上記に説明した請求項1と2の実施形態においては電流のレベルは2点であったが、測定精度を上げるために3点以上について測定するようにしたものである。3点の場合について説明すると、それぞれの測定を1、2、3とした場合に、1-2間、2-3間、1-3間のそれぞれあるいは任意の二つについて請求項1、2の実施形態のようにR1を求め、その平均値を求めるべきR1として採用するものである。4点以上の場合にも同様に任意の区間でR1を求めてそれぞれの平均値を用いればよい。

【0060】請求項4の実施形態について説明する。

【0061】電圧指令を $v_{ref}=v_{amp} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot fh \cdot t)$ 、 $\theta_{ref}$ =任意の固定値として与える。 $v_{amp}$ は初期として零とし、fhは電動機の定格運転周波数以上の値とする。周波数が高い場合には、図3に示す等価回路において $\omega M \gg R2$ となるのでMにはほとんど電流が流れないと考えると等価回路は図7に示すようになる。このときの電圧と電流の位相差を $\theta_{dif}$ とすると $(R1+R2) \cdot \omega l$ の関係は図8のようになり、回路のインピーダンスを $|Zx|$ とすると、 $(R1+R2)=|Zx| \cdot \cos \theta_{dif}$ 、 $\omega l=|Zx| \cdot \sin \theta_{dif}$ となり、既に求めたR1を用いれば、R2およびLが求まる。

【0062】 $|Zx|$ を求めるには、上記に示した $v_{ref}$ を与え、電流検出値の絶対値の平均値 $i_{fb\_ave}$ が予め設定しておいた第1の電流設定値になるまで $v_{amp}$ を増加させていく。そして、 $i_{fb\_ave}$ が設定された値に一致したら、フィルタの出力が安定になるまで一定時間待った後、 $v_{ref}$ の周波数成分の成分の絶対値の平均値 $v_{ref\_ave}$ と電流検出

値の絶対値の平均値  $i\_fb\_ave$  および位相差  $\theta\_dif$  をそれぞれ  $v\_ref\_ave1$ 、 $i\_fb\_ave1$ 、 $\theta\_dif1$  としてメモリに保存する。次に予め設定された第2の電流設定値になるように  $v\_amp$  を加減し電流値が一致したら同様に値を読み込みそれぞれ  $v\_ref\_ave2$ 、 $i\_fb\_ave2$ 、 $\theta\_dif2$  と\*

$$|Zx| = \{(v\_ref\_ave2 - v\_ref\_ave1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave2 - i\_fb\_ave1)$$

【0064】より求める。また、位相差は  $\theta\_dif\_L$  ※【0066】  
 $= (\theta\_dif1 + \theta\_dif2) / 2$  とする。 10 【数32】

【0065】この式と前記した式から、 ※

$$R2 = \{(v\_ref\_ave2 - v\_ref\_ave1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave2 - i\_fb\_ave1) \cdot \cos \theta\_dif\_L - R1,$$

$$L = \{ \{(v\_ref\_ave2 - v\_ref\_ave1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb\_ave2 - i\_fb\_ave1) \cdot \sin \theta\_dif\_L \} / (2 \cdot \pi \cdot fh)$$

【0067】として、二次抵抗  $R2$  および漏れインダクタンス  $L$  が求まる。

【0068】ここで  $v\_amp$  の初期値を零として説明したが、流れる電流値は  $V/f$  パターンを目安にして予測がつくので、予めいくらの値を設定しそこから加減することにより時間短縮することも可能である。

【0069】請求項5の実施形態について説明する。

【0070】上記請求項4の実施形態において、電圧指令  $v\_ref$  にオフセット値として  $v\_ref\_ofs$  を足したものを電圧指令としたものである。図2に示すように、 $R1 + R2$  および  $L$  を求めるために使うデータ  $v\_ref\_ave$ 、 $i\_fb\_ave$ 、 $\theta\_dif$  は、入力信号をハイパスフィルタに入力して直流分を取り除いたデータを使うことにより、請求項4記載と同様に考えることが出来る。

【0071】請求項6の発明の実施形態について説明する。

【0072】上記請求項4の実施形態において、電圧指令  $v\_ref$  にオフセット値として  $v\_ref\_ofs$  を足したものを電圧指令としたものである。オフセット分の電圧は直流として出力されるので、これに対する等価回路は図4に示すようになるので、この電圧指令値の★

$$\left( R1 + j\omega L + \frac{j\omega MR2}{R2 + j\omega M} \right) I1 = v\_ref / \sqrt{3}, \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot fh$$

これを解いて、

$$\frac{R1R2^2 + \omega^2 M^2 R1 + \omega^2 M^2 R2}{R2^2 + \omega^2 M^2} + j \frac{\omega I R2^2 + \omega^3 I M^2 + \omega M R2}{R2^2 + \omega^2 M^2} = \frac{V\_ref / \sqrt{3}}{I1} = Zr + jZi$$

ここで、

$$Zr = \frac{V\_ref / \sqrt{3}}{I1} \cdot \cos \theta_m, \quad Zi = \frac{V\_ref / \sqrt{3}}{I1} \cdot \sin \theta_m, \quad \theta_m = \tan^{-1} \left( \frac{\omega I R2^2 + \omega^3 I M^2 + \omega M R2}{R1 R2^2 + \omega^2 M^2 R1 + \omega^2 M^2 R2} \right)$$

【0078】実部について比較して  $M$  を求めると、

【0079】

【数34】

$$M = \frac{R2}{\omega} \cdot \sqrt{\frac{Zr - R1}{R1 + R2 - Zr}}$$

50 【0080】となり、 $M$  が得られる。ここで、 $fh$  を低

\*して保存する。このときの電圧指令および電流検出値の時間変化を図9に示す。回路のインピーダンス  $|Zx|$  は  $R1$  のときと同様に電圧と電流の傾きとして、

【0063】

【数31】

★直流分と電流検出値の直流分の比をとることで一次抵抗  $R1$  が求まる。直流分の信号を取り出すには信号の平均値を取ればよく、実施形態では図2に示すようにローパスフィルタ  $[LPF3]$  を用いて検出している。  $v\_ref\_ofs$  の値の決定の仕方は、ここでは、交流信号を与える前に、請求項4の実施形態と同様に電流検出値と電流設定値を比較しながら  $v\_ref\_ofs$  を加減して決定している。

【0073】こうして求めた  $R1$  を  $R2$  の演算に使う以外は請求項4の実施形態と同じである。これにより、 $R1$ 、 $R2$ 、 $L$  を一つのステップの中で求めることができるため実行時間が短縮できる。

【0074】請求項7記載の実施形態について説明する。

30 【0075】請求項4の実施形態において  $f1$  の周波数を電動機の定格運転周波数に対して非常に低い周波数に設定する。このときは  $M$  に流れる電流が無視できないので図3に示す等価回路で考える。

【0076】等価回路で式を立てると、

【0077】

【数33】



い周波数にする以外は請求項4の実施形態と同様にして求めて、インピーダンスを $|Z_{x2}|$ 、位相差を $\theta_{dif\_m}$ とすると、 $Z_{x\_r2} = |Z_{x2}| \cdot \cos \theta_{dif\_m}$ となり、これと既に求めた $R1$ 、 $R2$ とから【0081】  
【数35】

$$M = \frac{R2}{2 \cdot \pi \cdot f1} \cdot \sqrt{\frac{Z_{x\_r2} - R1}{R1 + R2 - Z_{x\_r2}}}$$

【0082】により、相互インダクタンス $M$ が求まる。  
【0083】請求項8および9の実施形態について説明する。

【0084】請求項5と6の実施形態に示したのと同様に電圧指令 $v\_ref$ にオフセットとして $v\_ref\_ofs$ を加えたものである。処理の内容は請求項5と6の実施形態に示したものと同一である。請求項7の実施形態のときは周波数が低い場合本方法に示すように直流オフセットを与えることにより電動機が不必要に動くのを防止することができる。

【0085】請求項10の実施形態について説明する。  
【0086】図10に請求項10記載の発明を実施したブロック図を示す。通常のベクトル制御を行う構成から $q$ 軸電圧指令値 $vq\_ref$ 、 $d$ 軸電圧指令値 $vd\_ref$ 、 $q$ 軸電流検出値 $iq\_fb$ 、 $d$ 軸電流検出値 $id\_fb$ および出力周波数 $fphi$ を取り出して、電動機定数演算器1に入力して、相互インダクタンス $M$ および無負荷電流値 $I0$ を求める。速度制御器14は速度指令に基づいて $q$ 軸電流指令値 $iq\_ref$ 、 $d$ 軸電流指令値 $id\_ref$ および出力周波数 $fphi$ を演算するもので、一般に用いられているベクトル制御方式であり、本発明の特徴に関わるものではないので簡略化して記載している。座標変換器6は相電流の検出値を $dq$ 座標系に変換する残差変換器であり、 $q$ 軸PI電流制御器10、 $d$ 軸PI電流制御器11は電流指令値と電流検出値が一致するようにする制御器、電圧指令演算器12は $q$ 軸電圧指令、 $d$ 軸電圧指令値および磁束位相 $\theta phi$ から三相交流電圧の電圧の大きさ $v\_ref$ と電圧位相 $\theta v$ を計算する。磁束位相 $\theta phi$ は出力周波数 $fphi$ を積分することにより求める。電力変換器2は $v\_ref$ および $\theta v$ に基づいて三相交流電力を誘導電動機3に供給するものである。

【0087】ここでは、運転指令入力後、誘導電動機3の加速が完了した時点から1秒経過後に、出力周波数 $fphi$ 、 $d$ 軸電圧指令 $vd\_ref$ 、 $q$ 軸電圧指令 $vq\_ref$ 、 $d$ 軸電流検出値 $id\_fb$ 、 $q$ 軸電流検出値 $iq\_fb$ を読み込み、予め設定されている電動機の基底電圧 $v\_base$ 、基底周波数 $f\_base$ および別途求めた一次抵抗値 $R1$ 、漏れインダクタンス $L$ を用いて、

【0088】

【数36】

$$Vq = \frac{vq\_ref}{\sqrt{3}} - R1 \cdot iq\_fb - 2\pi \cdot fphi \cdot L \cdot id\_fb$$

$$Vd = \frac{vd\_ref}{\sqrt{3}} - R1 \cdot id\_fb + 2\pi \cdot fphi \cdot L \cdot iq\_fb$$

$$Q = Vq \cdot id\_fb - Vd \cdot iq\_fb$$

$$E = \sqrt{Vq^2 + Vd^2}$$

$$M = \frac{E^2}{2\pi \cdot fphi \cdot Q}$$

$$I0 = \frac{V\_base / \sqrt{3}}{2\pi \cdot f\_base (M + L)}$$

【0089】を計算することにより、電動機の相互インダクタンス $M$ および無負荷電流 $I0$ が求まる。

【0090】ここでは、加速完了時としているが、運転中の任意の時刻で測定しても差し支えない。

【0091】本発明の方法は通常の運転状態において、各部の信号を抜き出して演算しているため、PGの有無などによる速度制御器の構成の違いに関係なく適用することが可能である。

【0092】図11は本発明の請求項11～13記載の誘導電動機の電動機定数測定方法を実施する電動機制御装置の構成を示すブロック図である。電動機定数演算器1は電流指令 $i\_ref$ を出力する。誘導電動機3に流れる電流値は、U相に設けられた電流検出器4で検出された電流 $i_u$ とV相に設けられた電流検出器5で検出された $i_v$ として取り込み、三相二相変換器6によって(1)式および(2)式の演算を行い二相交流電流 $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ に変換する。

【0093】

【数37】

$$iw = -(iu + iv) \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (2)$$

【0094】電流を検出する相は $u$ 相と $V$ 相の組み合わせに限らず任意の二相あるいは三相すべてを検出してもよい。

【0095】電流演算器7は二相交流電流 $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ の二乗の和の平方根を計算し、電流検出値 $i\_fb$ を求める。 $i\_fb$ を平均値・位相差演算器8に入力し、平均値 $i\_fb\_ave$ を計算する。ここでは平均値の計算は、 $i\_fb$ の絶対値をとり、その結果をローパスフィルタを通すことにより得ているが、移動平均等の別の方法を用いて平均値を計算してもよい。電流PI制御器13は電流指令 $i\_ref$ と電流検出平均値 $i\_fb\_ave$ が一致するように制御する。電流PI制御器13の

出力は電圧指令  $v\_ref$  となる。電力変換器2では、電圧指令値  $v\_ref$  を線間電圧として換算し、電動機定数演算器1から与えられた電圧位相  $\theta_v$  を用いて三相交流の出力位相を演算し、誘導電動機3に三相交流電力を供給する。

【0096】請求項11の実施形態について説明する。

【0097】誘導電動機の一相当りのT-1型等価回路を図12に示す。R1は一次抵抗、Lは漏れインダクタンス、Mは相互インダクタンス、R2は二次抵抗、sはすべりである。直流を流した場合には、相互インダクタンスMのインピーダンス分は零となるので、等価回路は図13のようになる。

【0098】以下では、U相の電流がピークとなるときの位相を  $0^\circ$  として説明する。

【0099】本実施形態では、電圧位相  $\theta_v$  の位相を  $0^\circ$  とする。

【0100】まず、電流指令値  $i\_ref$  として誘導電動機定格電流の20%の値を与えると、電流PI制御器13の働きにより図14に示すように電圧指令  $v\_ref$  が変化し、電流検出値  $i\_fb\_ave$  が  $i\_ref$  に一致したところで、 $v\_ref$  が一定になる。ここでは、2秒間待つようにして、時間で電流制御を行う区間Aの幅を決定している。この安定になるまでの時間は制御特性に関係するため通常は2秒間待てば十分であるが、負荷機の特性等で電流PI制御器13のゲインが上げられないような場合には、この時間を長くする。2秒間経過した後、電流PI制御器13のゲイン  $K_i$  を零とし、積分器に溜まった値を  $v\_ref$  として出力することにより電流指令値  $v\_ref$  を固定する。さらに一定時間（ここでは1秒間とした）待った後、 $v\_ref$  の平均値  $v\_ref\_ave$  および  $i\_fb\_ave$  を読み込み、 $v\_ref1$ 、 $i\_fb1$  とする。 $v\_ref\_ave$  は  $v\_ref$  の値を平均値・位相差演算器8に入力し計算する。次に、電流指令  $i\_ref$  として誘導電動機定格電流の40%を与え、同様に制御を行い、電圧指令値  $v\_ref\_ave$  および電流検出値  $i\_fb\_ave$  を読み込み、 $v\_ref2$ 、 $i\_fb2$  とする。この2点のデータをグラフにすると図15のようになる。この傾きが一次抵抗値R1を表すので、

【0101】

【数38】

$$R1 = \{(v\_ref2 - v\_ref1) / \sqrt{3}\} / (i\_fb2 - i\_fb1)$$

【0102】により計算する。そして  $2 \times R1$  を線間抵抗値  $R_{L1}$  とする。電流値はここでは誘導電動機定格電流の20%、40%としたが、これとは異なる値としてもよいし、3点以上の電流値について実行してもよい。

【0103】請求項12記載の方法は3点以上の測定を行った場合で、例えば20%、40%、60%の3種類の電流値で行った場合は、20%-40%、40%-60%、20%-60%の間でそれぞれ傾きを計算し、そ

の傾きの平均を取って用いればよい。

【0104】請求項13記載の方法について説明する。図15に示すように、先の測定したデータを一次式で近似して延長し、電流値が零のときの  $v\_ref$  の値を電圧オフセット値  $v\_ref0$  として記録する。これは、電力変換器2に用いられる素子などによる電圧降下分に相当するものである。3種類以上の電流値について測定している場合には、任意の2点の直線近似あるいは平均2乗誤差法による回帰曲線によって求めればよい。

【0105】請求項14の実施形態について説明する。図16と図17は請求項14および請求項15記載の方法を実施するブロック図である。

【0106】図15において、電動機定数演算器1から出力電圧指令  $v\_ref$  と出力電圧位相  $\theta_v$  を電力変換器2に与え、これに基づき三相交流を出力して誘導電動機3を運転する。誘導電動機3に流れる電流値は、U相に設けられた電流検出器4で検出された電流  $i_u$  とV相に設けられた電流検出器5で検出された  $i_v$  として取り込み、座標変換器6によって(1)式および(2)式の演算を行い、二相交流電流  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  に変換する。電流を検出する相はu相とV相の組み合わせに限らず任意の二相あるいは三相すべてを検出してもよい。

【0107】電流演算器7において二相交流電流  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  の二乗の和の平方根を計算し、電流検出値  $i\_fb$  を求める。電圧指令  $v\_ref$ 、電流検出値  $i\_fb$  および電動機定数演算器1によって与えられる  $v\_ref$  の振幅の瞬時値を与える位相  $\theta_h$  は平均値・位相差演算器8に入力され、 $v\_ref$  の平均値  $v\_ref\_ave$ 、 $i\_fb$  の平均値  $i\_fb\_ave$  および位相差  $\theta_{dif}$  が演算され、電動機定数演算器1に入力され、電動機定数の演算を行う。図11との相違点は、電流指令を与えるのではなく、電圧指令  $v\_ref$  を与えている点と、電圧指令  $v\_ref$  として与える周波数成分の位相  $\theta_h$  を平均値・位相差演算器8に入力している点である。図17は平均値・位相差演算器6の構成を示すブロック図である。図17のブロック図の処理により  $v\_ref$ 、 $i\_ref$  の平均値  $i\_fb\_ave$  および位相差  $\theta_{dif}$  を演算する。

【0108】図12に示した誘導電動機の等価回路は、周波数が高くなると相互インダクタンスMによるインピーダンス  $\omega M$  がR2に比べて大きくなるため、図18に示すようにR1、L、R2の直列回路で近似できる。したがって、電圧、電流の大きさおよび両者の位相差から、抵抗分  $R1 + R2$  とリアクタンス分  $\omega L$  が求まる。

【0109】本実施形態では、 $\theta_v$  を  $0^\circ$  とし、第1の周波数  $f_{h1} = 15 \text{ Hz}$ 、第2の周波数  $f_{h2} = 30 \text{ Hz}$ 、請求項14に記載の電流設定値は誘導電動機定格電流の80%としている。まず、電圧振幅の大きさ  $V_{amp} = 0$  として、電圧指令の大きさ  $v_{ref}$  を  $v_{ref} = v_{amp} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 15 \cdot t)$ 、[tは時

刻]で与えて運転する。電流検出平均値  $i\_fb$  が誘導電動機の定格電流の80%になるように  $i\_fb$  を監視しながら電圧振幅  $V\_amp$  を加減する。 $V\_amp$  の加減量は、電流が急激に変化しないように適切な大きさとする。本実施形態では、誘導電動機定格電圧の1000分の1の大きさを  $V\_amp$  に加減算した。電流検出平均値  $i\_fb$  が誘導電動機の定格電流の80%になった後、任意の設定時間（ここでは3秒とした）経過した後、電圧指令の大きさ  $v\_ref$  の絶対値の平均値を  $v\_ref\_ave1$  および電流検出値  $i\_fb$  の大きさの絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave1$  および  $v\_ref$  を基準とした  $i\_fb$  の位相を  $\theta\_dif1$  とし、次に、周波数を30Hzとし、15Hzのときと同様の運転を行\*

$$Zx1=(v\_ref\_ave1/\sqrt{3})/(i\_fb\_ave1), \quad Zx2=(v\_ref\_ave2/\sqrt{3})/(i\_fb\_ave2)$$

$$Zxr1=Zx1 \cdot \cos \theta\_dif\_1,$$

$$Zxi1=Zx1 \cdot \sin \theta\_dif\_1,$$

【0111】このとき実部成分  $Zxr1$ 、 $Zxr2$  が抵抗  $R1+R2$  を、虚部成分  $Zxi1$ 、 $Zxi2$  がリアクタンス成分  $\omega L$  を表す。まず、実部成分について考える。 $f_{h1}$  (15Hz) のときの  $Zxr1$  および  $f_{h2}$  (30Hz) のときの  $Zxr2$  をグラフに表すと図21のようになり、周波数で変化している。これは、表皮効果などの影響によるものと考えられる。 $R2=Zxr-R1$  で求まるが、 $R1$  は直流を流して測定したものである。図21に示すように、測定値を直線近似して、周波数  $f_h = f_{h1} \cdot f_{h2} / (f_{h1} + f_{h2}) = 15 \cdot 30 / (15 + 30) = 10$  Hz のときの値を  $Zxr$  として用いている。次に、虚数成分について考える。虚数成分については周波数成分にほぼ比例するので、 $f_{h2}$  (30Hz) のときの値を用いて、 $Zxi = Zxi2$ 、 $f_{h1} = f_{h2}$  として、漏れインダクタンスを  $L = Zxi / (2 \cdot \pi \cdot f_{h1})$  より求める。ここで、 $f_{h2}$  を用いたのは周波数が高いほうが電圧値が大きくなるため、測定誤差が小さくできるからである。低いほうの周波数を用いてもよいし、2つの周波数における傾きから計算してもよい。

【0112】次に、請求項15の実施形態について説明する。前記二次抵抗および漏れインダクタンスの測定において、先に求めた電圧オフセット値  $v\_ref0$  を用いて  $Zx1$  および  $Zx2$  を次式により計算する。

【0113】

【数40】

$$Zx1=(v\_ref\_ave1/\sqrt{3}-v\_ref0)/(i\_fb\_ave1),$$

$$Zx2=(v\_ref\_ave2/\sqrt{3}-v\_ref0)/(i\_fb\_ave2)$$

【0114】以降の計算は前述と同様である。

【0115】請求項14の実施形態において、前記と同じ周波数で、前記測定時に流した電流値とは異なる大きさの電流  $i\_fb2$  を流した状態で同様の測定を行う。

\*い、このときの電圧指令の大きさ  $v\_ref$  の絶対値の平均値を  $v\_ref\_ave2$ 、電流検出値  $i\_fb$  の大きさの絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave2$ 、 $v\_ref$  を基準とした  $i\_fb$  の位相を  $\theta\_dif2$  とする。ここでは、平均値はそれぞれの飽和値をローパスフィルタに入力しその出力を用いている。このときの電圧指令、電流検出値のタイムチャートを図19に示す。ここで求めた電圧、電流、位相差の関係を図20に示すように複素数で取り扱うこととすると、インピーダンスおよびその実部成分と虚部成分は次式で得られる。

【0110】

【数39】

$$Zxr2=Zx2 \cdot \cos \theta\_dif\_2,$$

$$Zxi2=Zx2 \cdot \sin \theta\_dif\_2$$

ここでは例として  $i\_fb2$  をモータ定格電流の40% (前記の2分の1) とし、15Hzにおける電圧指令値の絶対値の平均値を  $v\_ref\_ave3$ 、電流検出値の絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave3$  とし、30Hzにおける電圧指令値の平均値を  $v\_ref\_ave4$ 、電流検出値の絶対値の平均値を  $i\_fb\_ave4$  とする。図22(a)(b)に示すように、15Hz、30Hzにおいてそれぞれ2つの電流値で直線近似し、電流値が零のときの値を、15Hzにおける電圧オフセット  $v\_ofs15$ 、30Hzにおける電圧オフセット  $v\_ofs30$  として求める。これらのオフセット値を請求項13記載の電圧オフセット値  $v\_ref0$  の代わりに15Hz、30Hzにおける電圧指令値に対して用いることで、電圧オフセットを補償する方法もある。また、電圧オフセット値を求めずに、電流値を変えたときの傾きから、15Hz、30Hzそれぞれのインピーダンスを求めても良い。また、インピーダンスの実部、虚部を求めるための位相については、2つの電流値の平均値を用いてもよい。

【0116】なお、上記に述べた処理では簡単のため説明を省略したが、上記15Hz、30Hzの信号を与えたときの電圧値・電流値は絶対値をとった後ローパスフィルタを通すことで平均化したもので平均値であるのに対し、請求項13の実施の形態で述べた電圧値オフセット値  $v\_ref0$  は直流値から得たもので実効値あるいは最大値であるため、 $v\_ref0$  を平均値換算した値を用いる。ここでは平均値としたが、それぞれの換算の整合が取れていれば、実効値、平均値、最大値のどれを用いてもよい。

【0117】図23は本発明の請求項16、17記載の誘導電動機の電動機定数測定方法を実施する装置の構成を示すブロック図である。図23において、電力変換器2は、電動機定数演算器1から与えられた電圧指令  $v\_ref$

refと電圧位相 $\theta$ を三相交流電力へ変換し、誘導電動機3に三相交流電力を供給する。誘導電動機3に流れる電流値は、U相に設けられた電流検出器4で検出された電流 $i_u$ とV相に設けられた電流検出器5で検出された $i_v$ として取り込み、座標変換器6によって(1)式および(2)式の演算を行い二相交流電流 $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ に変換する。(2)式において(2/3)を乗じているのは、変換前と変換後で振幅の大きさを等しくするためである。電流を検出する相はu相とV相の組み合わせに限らず任意の二相あるいは三相すべてを検出してもよい。二相交流電流 $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ は電動機定数演算器1に入力され、一次電流検出値 $i_1$ を二相交流電流 $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ の二乗の和の平方根として計算する。

【0118】図23は、インバータによる電動機駆動装置において、通常運転時および従来の電動機定数の同定方法において、電圧指令、出力電圧位相の前段に設けられる速度制御、電流制御等のブロックを電動機定数演算器1に置き換えたもので、本発明の実施に必要な部分を抜粋して図示したものであり、両者は別途設けられたスイッチにより切替えるようになっている。

【0119】まず、請求項16の実施形態の原理について説明する。

【0120】図24に誘導電動機の停止状態(すべり $s=1$ )における一相当りのT-1型等価回路を示す。 $R_1$ は一次抵抗、 $L$ は漏れインダクタンス、 $R_2$ は二次抵抗、 $M$ は相互インダクタンスであり、 $v$ は印加される電圧、 $i_1$ は電動機の一次電流、 $i_2$ は電動機の二次電流、 $i_m$ は相互インダクタンス $M$ に流れる電流(励磁電流)である。

【0121】相互インダクタンス $M$ に流れる電流の変化により生じる起電力を $e_m$ として、図24の等価回路においてキルヒホッフの法則に基づいて方程式をたてる \*

時刻 $t=0$ において、 $i_{m0}=0$

として、 $i_m$ について解くと、

【0132】

【数45】

$$i_m = \frac{v}{R_1} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (10)$$

$$\tau = \frac{M(R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2} \quad (11)$$

【0133】となる。

【0134】ここで、 $\tau$ は時定数である。

【0135】よって、

【0136】

【数46】

$$M = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \tau \quad (12)$$

【0137】となり、相互インダクタンス $M$ に流れる電

\*と、

【0122】

【数41】

$$v = R_1 \cdot i_1 + L \frac{di_1}{dt} + e_m \quad (3)$$

$$e_m = M \frac{dim}{dt} = R_2 \cdot i_2 \quad (4)$$

$$i_1 = i_m + i_2 \quad (5)$$

10 【0123】となる。

【0124】漏れインダクタンス $L$ は相互インダクタンス $M$ に比べ小さいので、簡単のため漏れインダクタンス $L$ を無視すると、(3)式は、

【0125】

【数42】

$$v = R_1 \cdot i_1 + e_m \quad (6)$$

【0126】となる。

【0127】また、(4)と(5)式より、

【0128】

20 【数43】

$$i_1 = i_m + \frac{1}{R_2} \cdot M \cdot \frac{dim}{dt} \quad (7)$$

【0129】(4)式と(7)式を(6)式に代入してまとめると、

【0130】

【数44】

$$v = R_1 \cdot i_m + \frac{M(R_1 + R_2)}{R_2} \cdot \frac{dim}{dt} \quad (8)$$

【0131】初期条件を

(9)

流 $i_m$ から時定数 $\tau$ を求め、(12)式に代入すると相互インダクタンス $M$ を求めることができる。

【0138】請求項17の実施形態の原理について説明する。

【0139】相互インダクタンス $M$ に流れる電流 $i_m$ は、誘導電動機内部において流れる電流であり、誘導電動機入力端子側からは直接測定することはできない。そこで次に相互インダクタンス $M$ に流れる電流 $i_m$ を推定する方法について説明する。

【0140】(4)式と(6)式から

【0141】

【数47】

$$i_2 = \frac{v - R_1 \cdot i_1}{R_2} \quad (13)$$

【0142】(13)式を(5)式に代入して、

【0143】

【数48】

$$i_m = i_1 - i_2 = i_1 - \frac{v - R_1 \cdot i_1}{R_2} \quad (14)$$

【0144】(14)式を整理して

【0145】

【数49】

$$i_m = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot i_1 - \frac{v}{R_2} \quad (15)$$

【0146】となる。

【0147】したがって、電動機に印加する電圧  $v$  および電動機に流れる一次電流  $i_1$  を用いて(15)式により  $i_m$  を求めることができ、この  $i_m$  の変化から時定数  $\tau$  を求め(12)式に代入することで相互インダクタンス  $M$  を求めることができる。

【0148】無負荷電流  $I_0$  は、定格電圧、定格周波数の電源を誘導機に与え無負荷で回転させた場合に流れる電流であり、このときの等価回路は、図24のT-1型等価回路で  $R_1$ 、 $L$ 、 $M$  の直列回路として表される。

【0149】したがって、このときの電圧  $v$  と電流  $i_1$  の関係は、

【0150】

【数50】

$$v = R_1 \cdot i_1 + j\omega(L+M) \cdot i_1 \quad (16)$$

$$\omega = 2\pi f, \quad f: \text{電源周波数} \quad (17)$$

【0151】となり、定格電圧を  $V$  として、電圧、電流の大きさだけに注目して(16)式を書き直すと、

【0152】

【数51】

$$V = \sqrt{R_1^2 + \omega^2(L+M)^2} \cdot I_0 \quad (18)$$

【0153】 $V$ 、 $I$  はそれぞれ電圧と電流の大きさを表す数値で、実効値あるいは最大値もしくは平均値のいずれかで、電圧と電流で同じものであればよい。

【0154】(18)式を  $I_0$  について解くと、

【0155】

【数52】

$$I_0 = \frac{V}{\sqrt{R_1^2 + \omega^2(L+M)^2}} \quad (19)$$

【0156】となり、無負荷電流  $I_0$  が求まる。(16)、(18)、(19)式では  $R_1$  および  $L$  を考慮しているが、簡単のため  $R_1$  および  $L$  を無視することもある。

【0157】電圧  $v = V_1$  をステップで与えた場合の一次電流  $i_1$ 、相互インダクタンスに流れる電流  $i_m$  および一次電流  $i_1$  と  $R_1$ 、 $R_2$  を用いて(15)式により求めた  $i_m$  の推定値

【0158】

【外14】

 $i_m$ 

【0159】の時間変化の波形を図25に示す。 $i_1$ 、 $i_m$ 、

【0160】

【外15】

 $i_m$ 

10 【0161】の収束する

【0162】

【外16】

 $I_\infty$ 【0163】は  $(V_1/R_1)$  であり、

【0164】

【外17】

 $i_m$ 

【0165】が0から

【0166】

【外18】

 $I_\infty$ 

【0167】まで変化するときの波形は、 $i_m$  の波形にほぼ一致していることが確認できる。したがって、このときの

【0168】

【外19】

 $i_m$ 

30 【0169】の変化から時定数

【0170】

【外20】

 $\tau_{im}$ 

【0171】を求めればよい。

【0172】ここから、上記原理に基づく方法を実現した内容を図23に基づいて説明する。

【0173】以下では、 $U$  相がピークとなるときの位相を  $0^\circ$  として説明する。

40 【0174】本実施形態では、電圧位相  $\theta_v$  の位相を  $0^\circ$  として実施した。

【0175】まず、電動機3に与える所定の電圧  $V_1$  の大きさの決定方法について説明する。電動機3に印加する電圧  $V_1$  は任意の値でよいが、実際には電流による発熱により誘導電動機3を焼損しない範囲とする必要がある。したがって、ここでは電動機定格電流の50%の電流値となるように電圧  $V_1$  を与える場合について  $V_1$  の決定方法を例を挙げて説明する。まず、電圧指令  $v_{ref}$  を零として与え、電流検出値  $i_1$  を測定しながら、 $v_{ref}$  を誘導電動機の定格電圧の1000分の1刻

みずつ加算して大きくしていく。そして、電流検出値  $i_1$  が誘導電動機定格電流の50%に達したところで、その時の  $v_{ref}$  の値を  $V_1$  として記憶し、電動機3への電力の供給を遮断する。電圧指令の増加量は、急激に電流が変化しない程度の大きさを任意に設定すればよい。また、電流制御器が備わっている場合には、電流指令として定格電流の50%の値を与え、検出電流値が電流指令値に一致した段階で、その時の電流指令値を  $V_1$  とすればよいし、本発明に述べている相互インダクタンスあるいは無負荷電流の同定の前に、直流電流を流して一次抵抗を測定している場合には、その時の電流値および電圧指令値を用いてもよい。もちろん、電流値は定格電流の50%以外の値としてもよい。

【0176】次に、電圧指令  $v_{ref}$  として  $V_1$  を与え、誘導電動機3に電圧をステップで印加する。この時の一次電流  $i_1$  を測定し、上記(15)式により

【0177】

【外21】

$\hat{i}_m$

【0178】を求める。ここで、(15)式における  $v$  は  $v_{ref}$ 、 $i_m$  は

【0179】

【外22】

$\hat{i}_m$

【0180】に相当する。 $R_1$ 、 $R_2$ は誘導電動機の試験成績表あるいは既存の別の同定手段により与えられた値を用いる。

【0181】

【外23】

$\hat{i}_m$

【0182】の立ち上がり波形から時定数  $\tau$  を求め、この時の値を

【0183】

【外24】

$\hat{\tau}_{im}$

【0184】とする。

【0185】

【外25】

$\hat{\tau}_{im}$

【0186】を(12)式に示す  $\tau$  に代入して相互インダクタンス  $M$  を求める。時定数

【0187】

【外26】

$\hat{\tau}_{im}$

【0188】は、

【0189】

【外27】

$\hat{i}_m$

【0190】が0から最終(収束)の値の  $(1 - 1/e) \approx 0.632$  倍に達するまでの時間を計測して求める方法が一般的であるが、任意の電流値における電流の変化とその間の時間を測定して、その時間が時定数に一致するような換算を施してもよい。後者の場合は、複数点での測定が可能となるため、いくつかのデータを測定し平均をとることによってばらつきを低減させることが可能である。

【0191】請求項17の実施形態について説明する。

【0192】誘導電動機の定格電圧  $V_{rate}$  および定格周波数  $f_{rate}$  は、誘導電動機の仕様として与えられるものである。これと、誘導電動機の試験成績表あるいは既存の別の同定手段により与えられた  $R_1$ 、 $L$ 、 $R_2$  および前述の方法により同定した  $M$  を用いて、

20 (19)式に当てはめると、

【0193】

【数53】

$$I_0 = \frac{V_{rate}}{\sqrt{R_1^2 + (2\pi f_{rate})^2 (L + M)^2}} \quad (20)$$

【0194】となり、無負荷電流  $I_0$  が求まる。

【0195】ある程度の誤差が許容できる場合には、簡単のため、 $L$  および  $R_1$  を省略して計算してもよい。

30 【0196】次に、請求項16の実施形態について説明する。

【0197】前述した通り、直流を流した状態では誘導電動機の等価回路は一次抵抗だけとみなすことができる。したがって、直流電圧を印加した直後は過渡的に二次抵抗にも電流が流れるが、十分時間が経過したときには、一次抵抗だけとなるため、一次電流値  $i_1$  が収束した場合の電流値を

【0198】

【外28】

$i_{1\infty}$

40 【0199】とすれば電圧

【0200】

【外29】

$$v = R_1 \cdot i_{1\infty}$$

【0201】となり、前記(15)式は、

【0202】

【数54】

$$i_m = i_1 - \frac{R_1}{R_2} (i_{1\infty} - i_1) \quad (21)$$

【0203】と書きなおすことができる。

50 【0204】ここで、 $i_m$  は推定値であるので、

【0205】  
【外30】

$i_m$

【0206】と記述し、以降は前述の請求項16記載の内容と同様にして演算を行う。このようにすると、演算に際し、電圧値を使わないため、駆動装置の電圧精度に依存しない測定を行うことができる。前述のように電圧指令の与え方を、一次抵抗測定時の値を用いるようにした場合は、

【0207】  
【外31】

$i_{l\infty}$

【0208】の値は、抵抗測定時に読み取った電流値を用いればよい。

【0209】請求項19の実施形態は、請求項18記載の

【0210】  
【外32】

$i_m$

【0211】の演算方法を用いて、請求項17記載の内容を実施したものである。

【0212】

【発明の効果】以上述べたように本発明によれば、誘導電動機を高精度に制御するために必要となる誘導電動機の一次抵抗および二次抵抗および漏れインダクタンスおよび相互インダクタンスあるいは無負荷電流を、該誘導電動機に負荷が結合されている状態においても高精度にチューニングすることができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】誘導電動機制御装置の本発明の実施部分のブロック図である。

【図2】平均値・位相差演算器8の構成図である。

【図3】誘導電動機のT-1型等価回路図である。

【図4】一次抵抗チューニング時の等価回路図である。

【図5】一次抵抗チューニング時の電圧指令値・電流検出値のタイムチャートである。

【図6】一次抵抗チューニング時の電圧指令値・電流検出値のグラフである。

【図7】二次抵抗および漏れインダクタンスチューニング時の等価回路図である。

【図8】二次抵抗および漏れインダクタンスチューニング時の等価回路のインピーダンスのベクトル図である。

【図9】二次抵抗および漏れインダクタンスチューニング時の電圧指令値・電流検出値のタイムチャートである。

【図10】請求項10記載の実施形態を適用したブロック図である。

【図11】請求項11～13および17記載の発明の実施形態を適用したブロック図である。

【図12】誘導電動機のT-1型等価回路図である。

【図13】誘導電動機に直流を流した場合の等価回路図である。

【図14】一次抵抗チューニング時の電圧指令値・電流検出値のタイムチャートである。

10 【図15】一次抵抗チューニング時の電圧指令値・電流検出値のグラフである。

【図16】請求項14、15記載の実施形態を適用したブロック図である。

【図17】平均値・位相差演算器8の構成図である。

【図18】二次抵抗および漏れインダクタンスチューニング時の等価回路である。

【図19】二次抵抗および漏れインダクタンスチューニング時の電圧指令値・電流検出値のタイムチャートである。

20 【図20】二次抵抗および漏れインダクタンスチューニング時の等価回路のインピーダンスのベクトル図である。

【図21】二次抵抗および漏れインダクタンスチューニング時の等価回路のインピーダンスの実部成分の周波数による変化図である。

【図22】15Hzと30Hzの信号を与えたときの電流と電圧値の関係を示す図である。

【図23】請求項16～19記載の実施形態を適用したブロック図である。

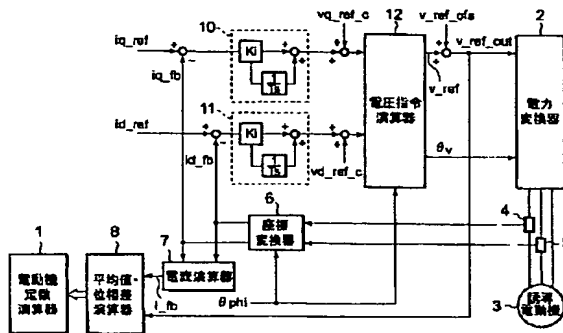
30 【図24】誘導電動機のT-1型等価回路図である。

【図25】誘導電動機に直流電圧を印加した場合の電流の時間変化波形を示す図である。

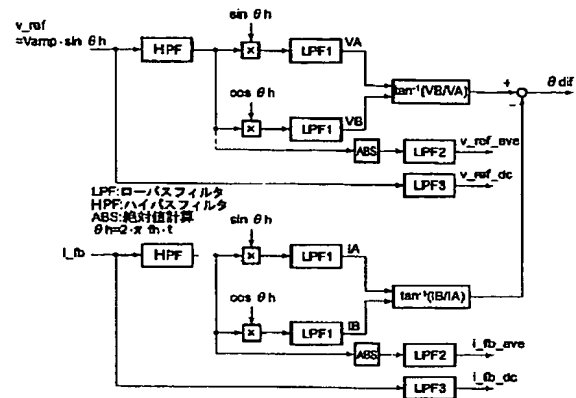
【符号の説明】

- |      |                           |
|------|---------------------------|
| 1    | 電動機定数演算器                  |
| 2    | 電力変換器                     |
| 3    | 誘導電動機                     |
| 4, 5 | 電流検出器                     |
| 6    | 座標変換器（三相-二相変換）            |
| 7    | 電流検出値演算器                  |
| 40 8 | 平均値・位相差演算器                |
| 9    | 座標変換回路（三相-二相変換およびd-q座標変換） |
| 10   | q電流PI制御器                  |
| 11   | d電流PI制御器                  |
| 12   | 電圧指令演算器                   |
| 13   | 電流PI制御器                   |
| 14   | 速度制御器                     |

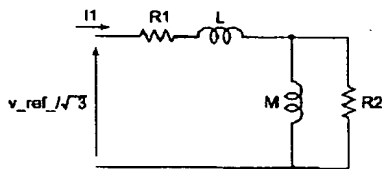
【図1】



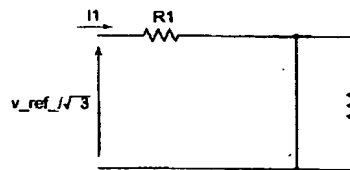
【図2】



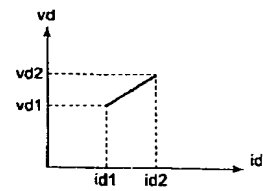
【図3】



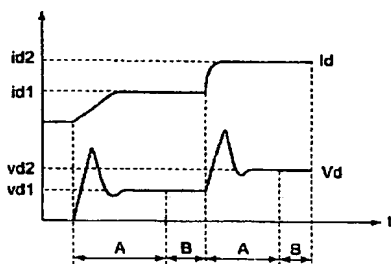
【図4】



【図6】

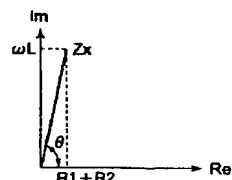


【図5】

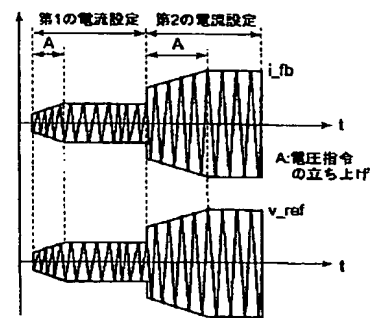


A: 電流制御—第1の設定時間  
B: 電流制御切り(vd=一定)—第2の設定時間

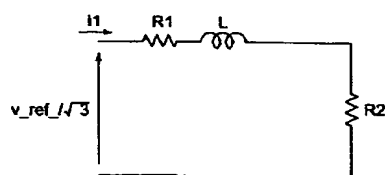
【図8】



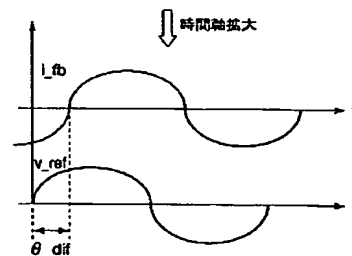
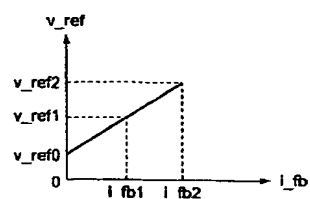
【図9】



【図7】

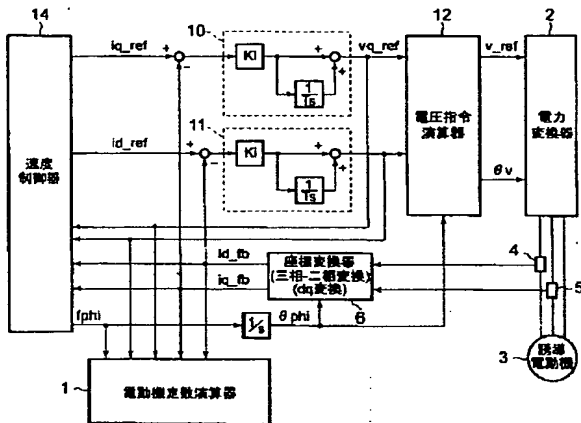


【図15】

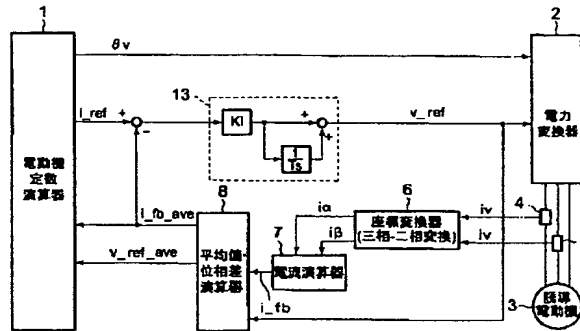




【図10】

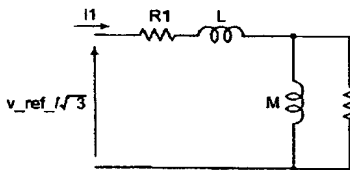


【図11】

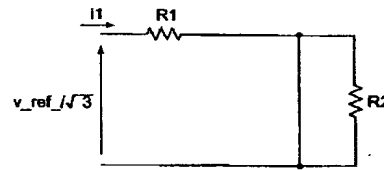


【図14】

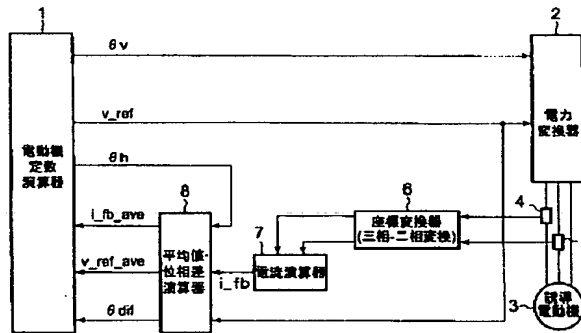
【図12】



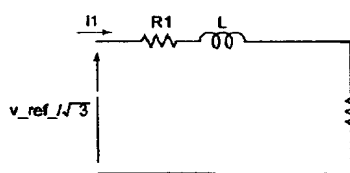
【図13】



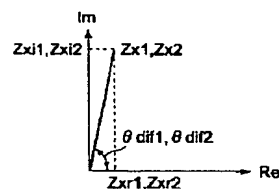
【図16】



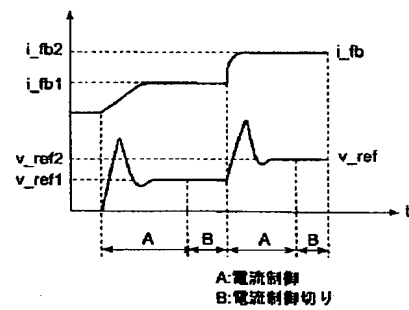
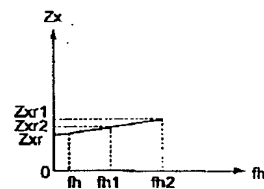
【図18】



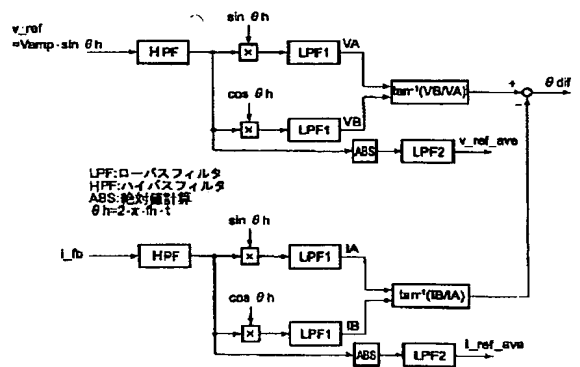
【図20】



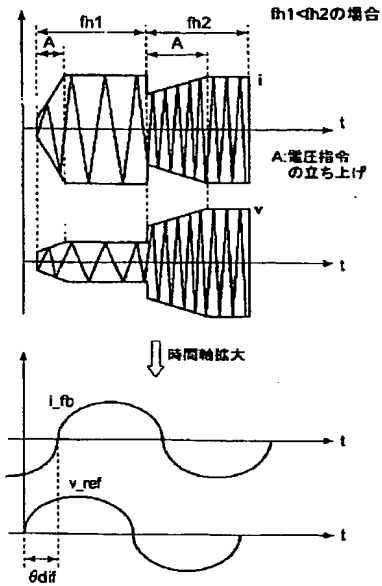
【図21】



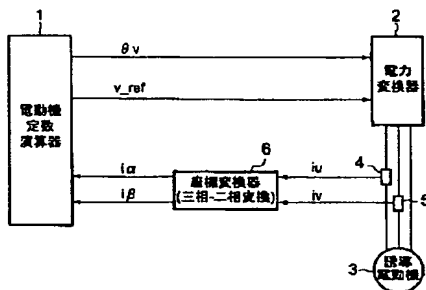
【図17】



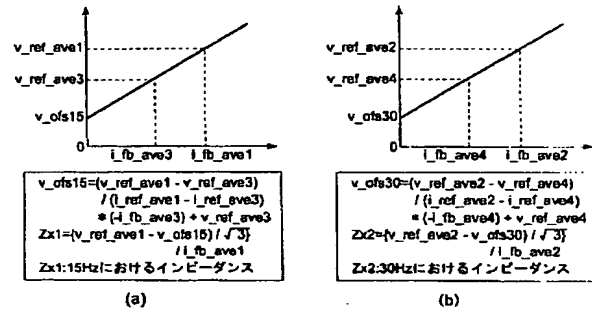
【図19】



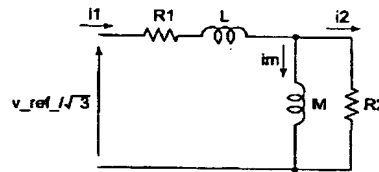
【図23】



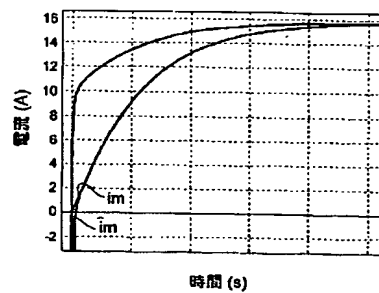
【図22】



【図24】



【図25】



フロントページの続き

(72)発明者 井手 耕三  
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号  
株式会社安川電機内

(72)発明者 行平 義昭  
福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号  
株式会社安川電機内  
Fターム(参考) 2G016 BA03 BB01 BB02 BC05 BD06  
5H576 BB07 DD02 DD04 EE01 GG04  
HB01 JJ04 JJ22 JJ24 JJ26  
LL22 LL29 LL39 LL40